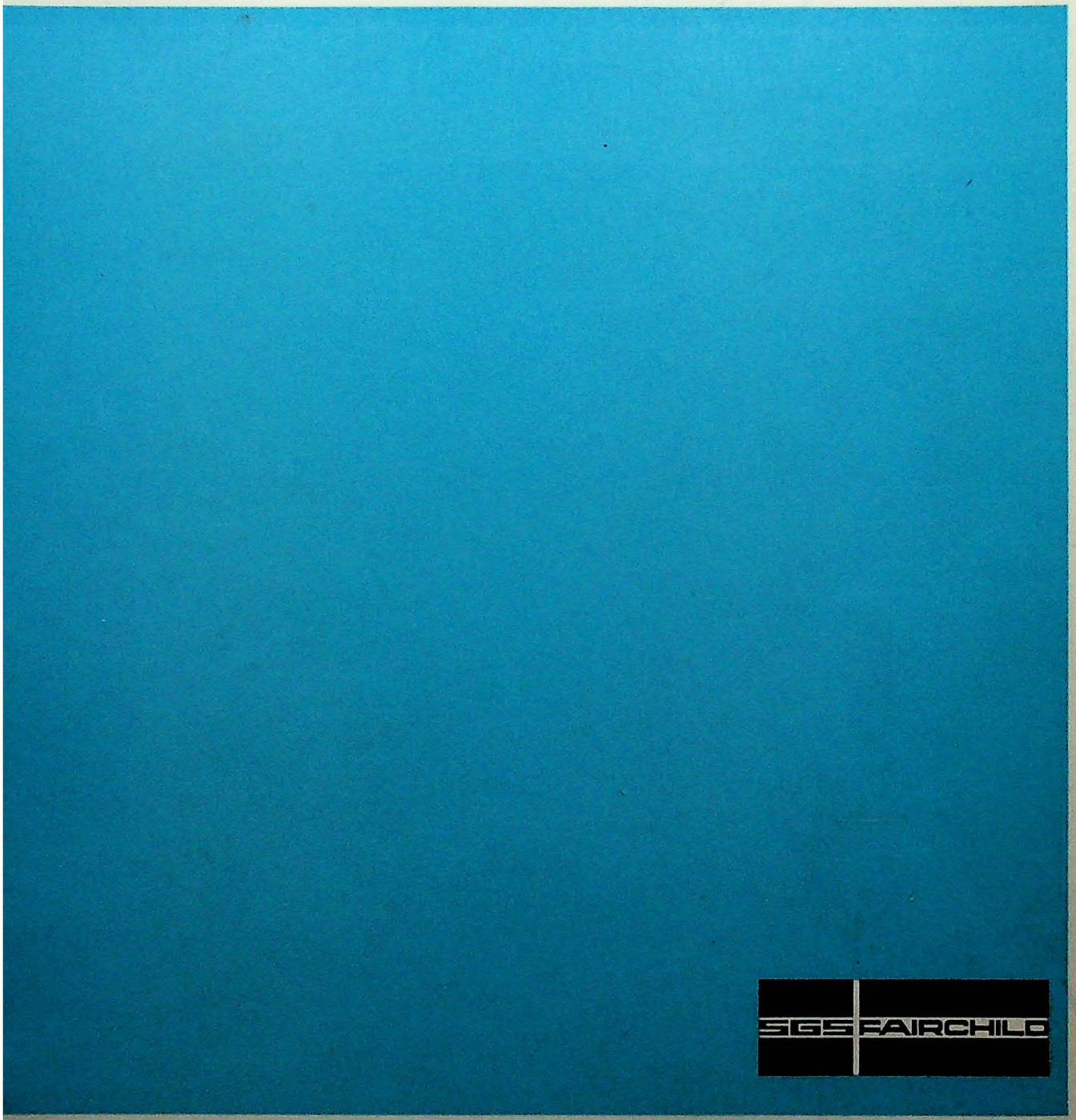
Industrielle Halbleiterschaltungen



SGS FAIRCHILD

TELEKOSMOS ELEKTRONIK

Industrielle Halbleiterschaltungen

Industrielle Halbleiterschaltungen

von den Applikations-Ingenieuren
der SGS-Fairchild-Firmengruppe

Gesellschaft für Mathematik
und Datenverarbeitung mbH
Bonn
5201 Birlinghoven (Schloß)
— Bibliothek —

Inventar-Nr. 1d656

TELEKOSMOS ELEKTRONIK

Telekosmos-Verlag
Franckh'sche Verlagshandlung · Stuttgart

Weder die SGS-Fairchild-GmbH noch die Franckh'sche Verlagshandlung übernehmen die Gewähr, daß die in diesem Buch enthaltenen Schaltungen patentfrei sind.

Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co., Stuttgart / 1968
Alle Rechte, auch die des auszugsweisen Nachdrucks, der fotomechanischen Wiedergabe und der Übertragung in Bildstreifen vorbehalten
© der deutschen Ausgabe 1968, Franckh'sche Verlagshandlung, W. Keller & Co., Stuttgart / Printed in Germany / LH 10 hö / Bestellnummer 3588 K
Gesamtherstellung: Johannes Illig, Buch- und Offsetdruck, Göppingen

Industrielle Halbleiterschaltungen

1. Einleitung 7

2. Steuerschaltungen für Relais und Glühlampen 9

2.1 Einführung 9
2.2 Lampen-Steuerschaltung 10
2.3 Lampensteuerung mit Gattereingängen . . 11
2.4 Lampenschaltung mit Schwellwerteingang . 12
2.5 Steuerung von Kaltkatoden-Anzeigeröhren (Nixie) 13
2.6 Relais-Steuerschaltung 14
2.7 Relaissteuerung mit Gattereingängen . . . 14
2.8 Relaisschaltung mit Schwellwerteingang . . 15

3. Wechselspannungsverstärker 16

3.1 Einführung 16
3.2 Wechselspannungsverstärker für allgemeine Anwendungen 16
3.3 Ausgangsstufe für hohe Spannungen . . . 17
3.4 Rauscharmer Wechselspannungsvorververstärker mit hohem Eingangswiderstand . 18
3.5 Spitzendetektor 19
3.6 Empfindliches Wechselspannungs-Millivoltmeter 20
3.7 Frequenzselektiver Verstärker (aktives Filter) 21

4. Gleichspannungsverstärker 24

4.1 Einführung 24
4.2 Einige grundsätzliche Betrachtungen über Gleichspannungsverstärker 24
4.3 Ausgeführte Grundschaltungen von Gleichspannungsverstärkern 25
4.4 Verstärker für Galvanometer 28
4.5 Verstärker für Meßwertumwandler 29
4.6 Operationsverstärker 30
4.7 Impedanzwandler 33
4.8 Differenz-Gleichspannungsverstärker mit sehr hohem Eingangswiderstand 33
4.9 Elektronisches Gleichspannungs-Voltmeter . 35
4.10 Ein empfindliches Gleichspannungs-Multimeter 36

5. Impuls- und Videoverstärker 38

5.1 Einführung 38
5.2 Impulsverstärker für allgemeine Anwendungen 38

6. Oszillatoren 40

6.1 Einführung 40
6.2 RC-Oszillatoren 41
6.3 LC-Oszillatoren 43
6.4 Quarz-Oszillatoren 43

7. Multivibratoren 46

7.1 Einführung 46
7.2 Kreuzweise gekoppelter Multivibrator . . . 46
7.3 Emittergekoppelter Multivibrator 47
7.4 Multivibrator mit monolithischen Schaltkreisen 49

8. Impulsgeneratoren 50

8.1 Einführung 50
8.2 Kreuzgekoppelte monostabile Schaltung . . 50
8.3 Monostabile Multivibratoren mit monolithischen Schaltkreisen 52

9. Bistabile Schaltungen 53

9.1 Einführung 53
9.2 Bistabile Grundschaltungen 53
9.3 Binäre Schaltungen 54
9.4 Zähler 54

10. Logische Schaltkreise 58

10.1 Einführung 58
10.2 RTL (Widerstands-Transistor-Logik) 58
10.3 DTL (Dioden-Transistor-Logik) 59

11. Zeitgeber 60

11.1 Einführung 60
11.2 Lange Verzögerungszeit bei Zeitgebern . . 60

12. Widerstands-Meßfühler 62

12.1 Einführung 62
12.2 Flüssigkeits-Pegelanzeige 62

13. Spannungs-Frequenz-Umsetzer 63

13.1 Einführung 63
13.2 Ein einfacher Spannungs-Frequenz-Umsetzer 63

14. Schaltungen zur Frequenzmessung 65

14.1 Einführung 65
14.2 Ein einfacher Frequenzmesser 65

15. Schaltungen für Netzgeräte 67

15.1 Einführung 67
15.2 Netzgeräte für +6 V 67
15.3 Netzgeräte für +9 V 75
15.4 Gleichspannungs-Netzgeräte für ±9 V . . . 82
15.5 Gleichspannungswandler 9 V/180 V 92

16. Daten der verwendeten Halbleiterbauelemente 92

17. Lieferfirmen für Halbleiterbauelemente . . 94

1. Einleitung

Die hier vorgelegten Grundschaltungen mit Transistoren, Dioden und SCRS sind in den letzten Jahren von den Applikationslabors der SGS-Fairchild GmbH entwickelt worden. Sie wurden nach wirtschaftlichen Gesichtspunkten für den industriellen Bereich entworfen und werden vor allem das Interesse derer finden, die auf dem Gebiet der Elektrotechnik und Elektronik arbeiten, aber von Hause aus keine Schaltkreisentwickler sind.
Beim Entwurf der Schaltungen wurde darauf geachtet, daß die gewünschten Funktionen mit einem einfachen Aufbau bei geringer Elementstückzahl erzielt wurden. Mit wenigen Ausnahmen sind die Schaltungen für + 6 V oder ± 9 V Versorgungsspannung ausgelegt. Schaltungsgruppen, die in gleichen Geräten eingesetzt werden können, besitzen die gleiche Versorgungsspannung.

Des weiteren sind möglichst einfache Schaltkreiselemente vorgesehen. Die verwendeten Schaltkreiselemente sind so ausgewählt, daß sie auch in kleineren Labors vorzufinden sind. Auch wurden Entwürfe vermieden, bei denen gewickelte Spulen nötig sind. In Fällen, in denen trotzdem gewickelte Spulen vorgeschlagen wurden, sind auch Alternativlösungen ohne solche angegeben. Wo spezielle Komponenten nötig sind, wie z. B. Widerstände hoher Stabilität und Genauigkeit, sind gängige Typen angegeben. Sollten die aufgeführten Typen nicht vorhanden sein, so bedeutet das nicht, daß die Schaltung unbedingt ein anderes Verhalten zeigen muß, wenn äquivalente Typen eingesetzt werden.
Es soll damit nur angedeutet werden, daß die angegebenen Elemente in den vorliegenden Schaltungen praktisch erprobt worden sind.

2. Steuerschaltungen für Relais und Glühlampen

2.1 Einführung

In einem großen Bereich der industriellen Gerätetechnik sind Ausgangsstufen nötig, die in der Lage sind, Glühlampen, Kaltkatoden-Anzeigeröhren oder Relais zu speisen. In all diesen Fällen kann ein Transistor als Steuerelement eingesetzt werden.
Der einfachste Typ dieser Schaltung (Bild 2.1.1) ist ein Transistor, in dessen Kollektorkreis eine Glühlampe geschaltet ist, wobei die Lampe als Indikator, Projektionslampe oder Anzeigeeinheit benutzt werden kann.

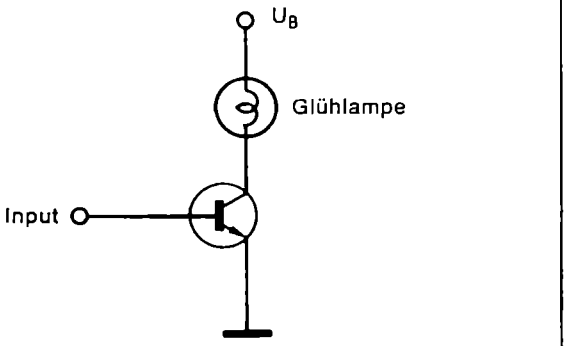


Bild 2.1.1. Glühlampensteuerung

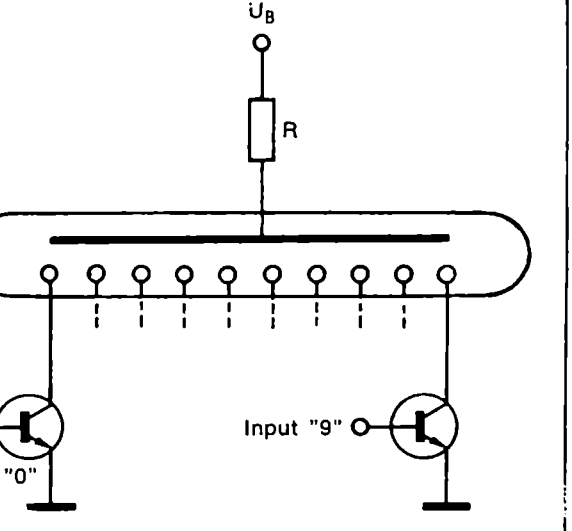


Bild 2.1.2. Steuerung für Kaltkatoden-Anzeigeröhren

Normalerweise kann die Lampe als ohmscher Widerstand betrachtet werden. Hierbei muß aber berücksichtigt werden, daß der Widerstandswert im kalten und warmen Zustand große Unterschiede aufweist. Den kleinsten Widerstandswert hat die Lampe in kaltem Zustand. Daher zieht der Transistor beim Durchschalten einen viel größeren Strom als nach Erreichen der Arbeitstemperatur des Glühfadens. Ein Transistor, der als Glühlampenspeiser eingesetzt wird, muß daher so ausgelegt werden, daß er den großen Anfangsstrom aufnimmt.
Kaltkatoden-Anzeigeröhren arbeiten bei kleinen Strömen, zwischen 1,5 bis 3 mA, und hohen Spannungen (100 bis 300 V). Die meisten Werte für eine gezündete Anoden-Katoden-Strecke liegen bei 150 V.
Die üblichen Schaltungen für solche Anzeigeröhren benutzen zur Ansteuerung für jede Katode einen Transistor (Bild 2.1.2).
Die Anforderungen an solche Transistoren sind: Kollektorströme im durchgeschalteten Zustand von 1 bis 4 mA je nach Röhrentyp und Restströmen, die so klein sind, daß im nichtangesteuerten Zustand die entsprechenden Katoden-Anoden-Strecken nicht glimmen. Weiterhin werden je nach Röhrentyp hohe Kollektor-Emitter-Sperrspannungen verlangt.
Als es noch keine geeigneten „billigen" Transistoren für diesen Anwendungsfall gab, wurden verschiedene Schaltungstricks angewandt, um Transistoren mit kleineren Sperrspannungen einsetzen zu können.

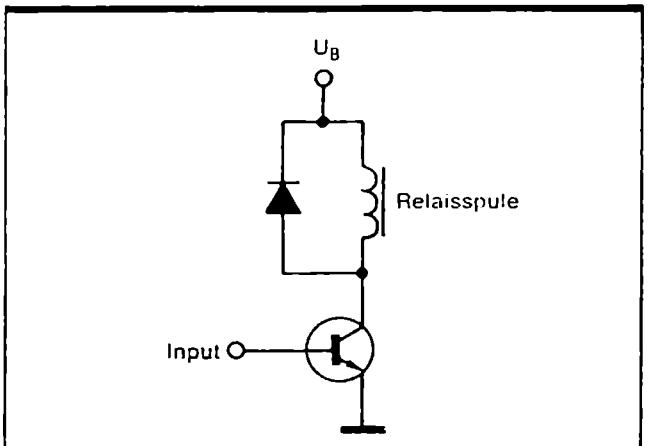


Bild 2.1.3. Schaltung einer Relaissteuerung

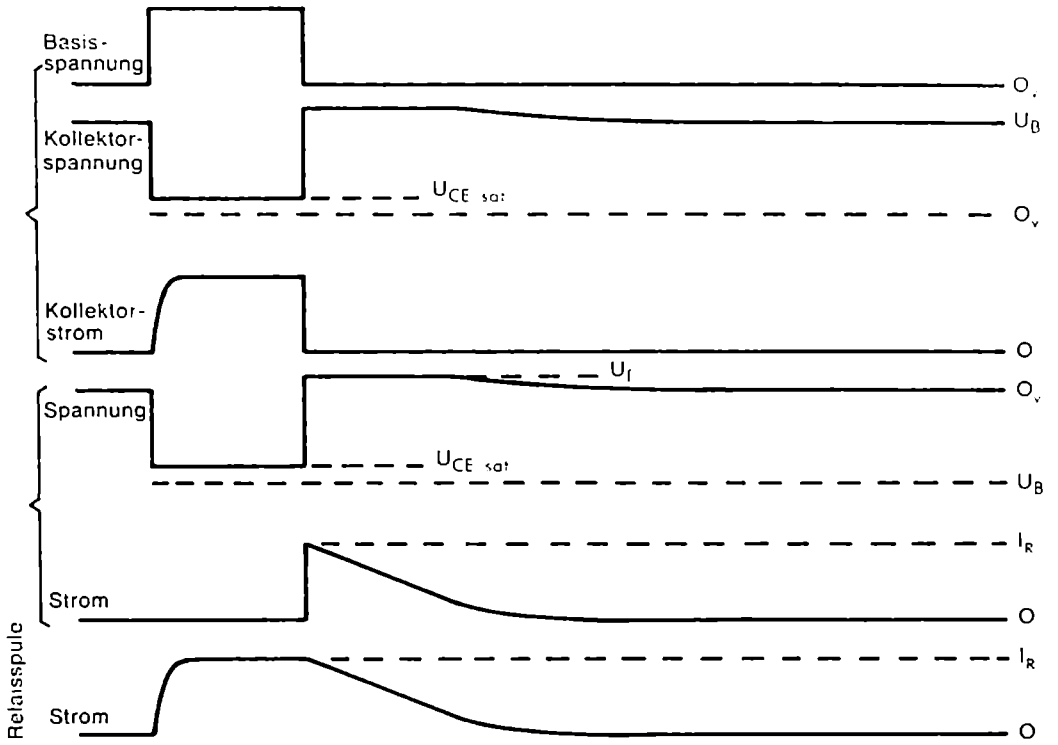


Bild 2.1.4. Kurvenformen am Kollektor des Transistors

Heute sind sehr preiswerte Transistortypen besonders für solche Anwendungen verfügbar und erlauben daher einen sehr einfachen Schaltungsaufbau.
Zum Ansteuern von Relais nach Bild 2.1.3 muß berücksichtigt werden, daß die Relaisspule als ohmsche und induktive Last wirkt.
Nach dem Einschaltvorgang, d. h. durchgesteuertem Transistor (abhängig vom Relaistyp), fließt ein Strom durch die Relaisspule, der in erster Näherung gegeben ist aus der Versorgungsspannung und dem ohmschen Widerstand der Spule. Wird der Transistor ausgeschaltet, steigt auf Grund der Spuleninduktivität die Spannung am Transistor an. Dabei können Werte erreicht werden, die viel größer sind als die Versorgungsspannung U_B.
Schaltet man eine Diode nach Bild 2.1.3 parallel zur Relaisspule, kann die Kollektorspannung nur um die Dioden-Anlaufspannung über U_B ansteigen. Von dieser Spannung an wird die Diode leitend und verhindert ein weiteres Ansteigen der Spannung. Bei eingeschaltetem Transistor ist die Diode in Sperrichtung gepolt und hat somit keinen Einfluß auf die Schaltung.
In Bild 2.1.4 sind die Kurvenformen für die Ströme und Spannungen in der Schaltung nach Bild 2.1.3 angegeben.
Man erkennt hierin z. B., daß die Kollektorspannung am Transistor zunächst um die Dioden-Vorwärtsspannung U_F oberhalb U_B ansteigt und dort so lange verweilt, bis die gespeicherte Spulenenergie abgebaut ist.
Die wichtigsten Anforderungen an solche Transistoren sind eine Spannungsfestigkeit (U_{CE_0}) von $U_B + U_F$ und ein maximaler Kollektorstrom, der gleich dem Arbeitsruhestrom ist.
Die in solchen Schaltungen verwendeten Dioden müssen eine Sperrspannung von U_B haben und in der Lage sein, in Vorwärtsrichtung kurzzeitig den größten Relaisspulenstrom aufzunehmen.

2.2 Lampen-Steuerschaltung

Für einen weiten Anwendungsbereich zum Ansteuern von Glühlampen kann die Schaltung nach Bild 2.2.1 benutzt werden. In Tabelle 2.2.1 sind für verschiedene Typen von Glühlampen entsprechende Winderstandswerte und Transistoren angegeben.

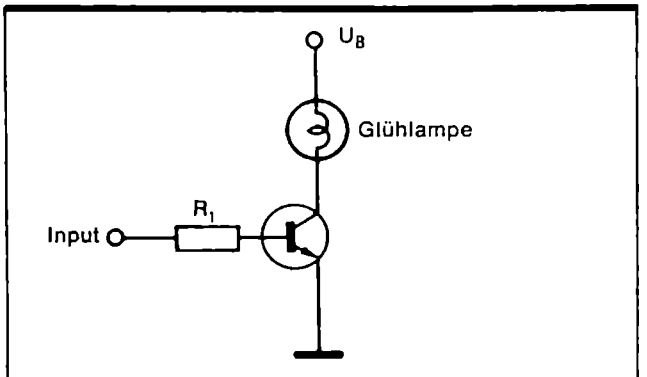


Bild 2.2.1. Lampen-Steuerschaltung

Typ	Lampenspezifikationen Spannung (V)	Leistung (W)	Strom (mA)	Versorgungsspannung (U_B)	Widerstand R_1 (Ω)	Transistortyp
995-1101	3.5	0.105	30	3.5 ± 10%	680 ± 10%	P346A
995-1126	6	0.6	100	6 ± 10%	390 ± 10%	C400
995-1219	12	2.2	180	12 ± 10%	220 ± 10%	C426
995-1230	24	2.8	120	24 ± 10%	390 ± 10%	C426
995-1286	28	2.5	90	28 ± 10%	390 ± 10%	C426

Tabelle 2.2.1

Anmerkungen

1. Die in der Tabelle angegebenen Lampentypen beziehen sich auf Thorn M.E.S.
2. Brauchbare Widerstandstypen: z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige 0,5-W-Widerstände.
3. Bei den angegebenen Werten der Bauelemente ist die Lampe ausgeschaltet, wenn die Eingangsspannung kleiner als 0,5 V ist, und wird eingeschaltet, wenn die Eingangsspannung 3 V überschreitet.

2.3 Lampensteuerung mit Gattereingängen

Bei manchen Anwendungen ist es erforderlich, eine Lampe in Abhängigkeit von verschiedenen Eingangssignalen anzusteuern. In Bild 2.3.1 ist eine solche Schaltung gezeigt. Dabei stellen die jeweiligen Katoden der Dioden D_1, D_2, D_3 die Gattereingänge dar. Liegt z. B. einer der Eingänge an einer Spannung von kleiner als 0,5 V, dann steht an den gemeinsamen Anoden der Eingangsdioden (Punkt x) eine Spannung von ca. 1,2 V an. Diese Spannung ist aber kleiner als die Summe der Anlaufspannungen von D_4, D_5 und der Basis-Emitter-Strecke des Transistors. Damit ist der Transistor gesperrt und die Glühlampe im Kollektorkreis stromlos. Nur — und nur dann — wenn alle Eingänge auf einem Potential von mindestens 1,8 V liegen, sind die Dioden D_1, D_2 und D_3 in Sperrichtung gepolt, und über R_1, D_4, D_5 fließt jetzt ein Strom in die Basis des Transistors, so daß dieser leitend wird und damit die Lampe aufleuchtet.

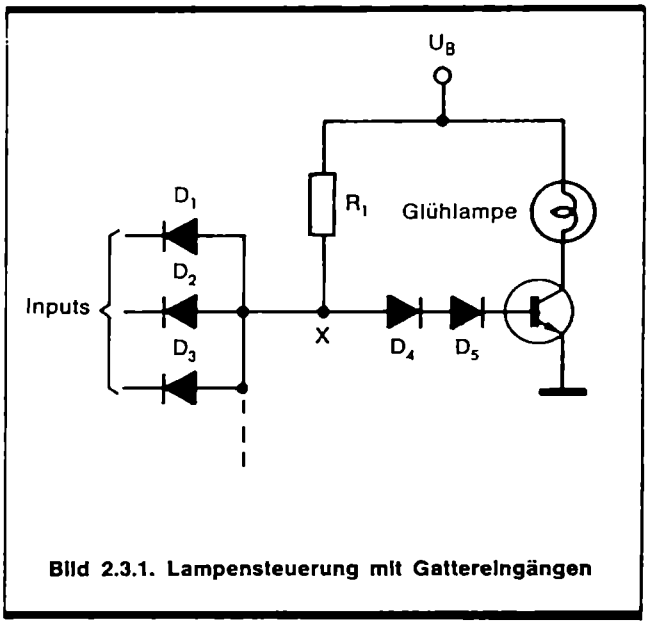


Bild 2.3.1. Lampensteuerung mit Gattereingängen

Typ	Lampenspezifikationen Spannung (V)	Leistung (W)	Strom (mA)	Versorgungsspannung (U_B)	Transistor	Diode	Widerstand R_1 (Ω)	Eingangsstrom (mA)
995-1101	3.5	0.105	30	3.5 ± 10%	P346A	EC402	220 ± 10%	12
995-1126	6	0.6	100	6 ± 10%	C400	EC402	600 ± 10%	8
995-1219	12	2.2	180	12 ± 10%	C426	EC402	470 ± 10%	22
995-1230	24	2.8	120	24 ± 10%	C426	EC402	1600 ± 10%	14
995-1286	28	2.5	90	28 ± 10%	C426	EC402	2500 ± 10%	11

Tabelle 2.3.1

Zu bemerken wäre bei dieser Schaltung, daß aus allen Eingängen, die auf einem Potential von weniger als 0,5 V liegen, ein Strom gegen Masse fließt. Die Signalquellen, die zur Ansteuerung der verschiedenen Eingänge verwendet werden, müssen in der Lage sein, diesen Strom abzugeben. Die Größe dieser Ausgangsströme und die für verschiedene Lampentypen geeigneten Elemente sind in Tabelle 2.3.1 angegeben.

Anmerkungen

1. Die in der Tabelle angegebenen Lampentypen beziehen sich auf Thorn M.E.S.
2. Brauchbare Widerstandstypen: z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige 0,5-W-Widerstände.
3. Es können bis zu maximal 10 der in Tabelle 2.3.1 angegebenen Dioden für die Eingangsfächerung benutzt werden.

der Lampe ein verhältnismäßig großer Signalhub nötig war. Um die Lampe von einem genauen Schwellwert aus ansteuern zu können, kann eine Schaltung nach Bild 2.4.1 verwendet werden. Hierin wird mit den Widerständen R_2, R_3 eine Bezugsspannung U_R nach Formel

$$U_R = U_B \frac{R_3}{R_2 + R_3}$$

hergestellt.
Um diese Bezugsspannung U_R kann mit einer kleinen Trägheit die Lampe vom Eingang her geschaltet werden. Ist die Eingangsspannung kleiner als U_R, so ist Q_1 leitend und Q_2 gesperrt. Damit ist auch Q_3 gesperrt und die Lampe stromlos.
Wird die Eingangsspannung größer U_R, so ist Q_1 gesperrt und Q_2 leitend. Dadurch wird Q_3 ebenfalls leitend, und die Lampe brennt. Mit dieser Schaltung kann der Ein- und Ausschaltpunkt der Lampe um U_R sehr eng toleriert werden. Der übliche Wert der

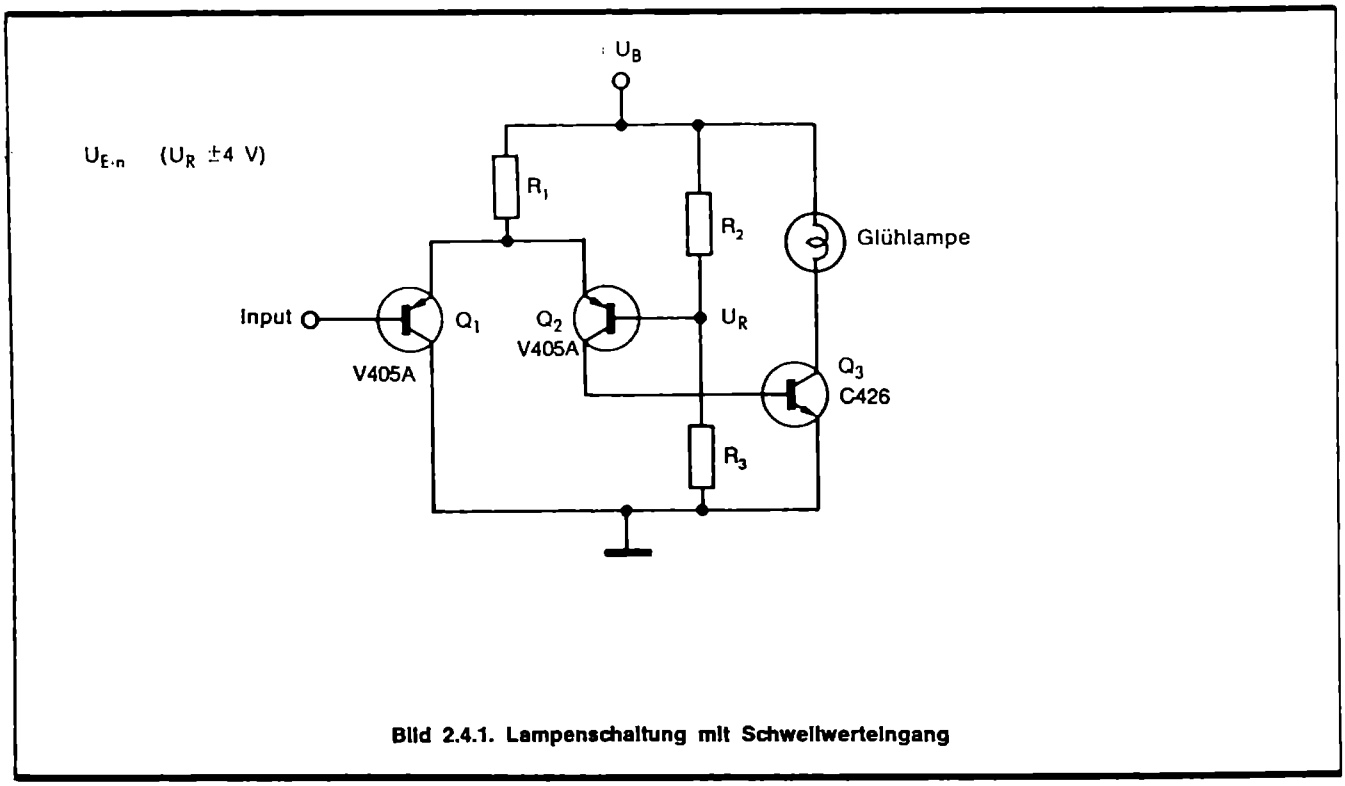


Bild 2.4.1. Lampenschaltung mit Schwellwerteingang

2.4 Lampenschaltung mit Schwellwerteingang

Bei den bisher beschriebenen Schaltungen wurde davon ausgegangen, daß zum Ein- und Ausschalten

Pegeländerung, bezogen auf U_R, zum Ein- und Ausschalten liegt bei 0,1 V. Die Genauigkeit und Stabilität der eingestellten Bezugsspannung U_R ist abhängig von der Konstanz der Versorgungsspannung U_B

U_{Eing}	Lampenspezifikationen				Versorgungs-spannung (U_B)	R_1 (Ω)	R_2 (Ω)	R_3 (Ω)	U_R (V)
	Typ	Spannung (V)	Leistung (W)	Strom (mA)					
	995-1126	6	0.6	100	6 ± 10%	220	560	560	3
U_R ± 4 V	995-1219	12	2.2	180	12 ± 10%	270	680	470	5
	995-1219	12	2.2	180	12 ± 10%	270	560	560	6

Tabelle 2.4.1

und der Toleranz und Stabilität der Widerstände R_2 und R_3.
Die in Bild 2.4.1 angegebene Schaltung ist geeignet für eine Ansprechschwelle zwischen 3 – 6 V bei Versorgungsspannungen von 6 – 12 V. Tabelle 2.4.1 gibt einige Beispiele mit den dazugehörigen Schaltkreiselementen an.

Anmerkungen

1. Die in der Tabelle angegebenen Lampentypen beziehen sich auf Thorn M.E.S.
2. Bei der Auswahl der Widerstände R_2 und R_3 sollte beachtet werden, daß die Toleranz und Stabilität die am Eingang erforderlichen Bedingungen erfüllt.

benutzt werden. Die hochsperrenden Transistoren C 407 sind in Serie zu jeder Katode geschaltet. Zum Anzeigen einer bestimmten Ziffer ist der entsprechende Transistor anzusteuern. Soll z. B. die Ziffer 3 angezeigt werden, ist auch der Eingang 3 anzusteuern. Zur Ansteuerung ist ein Basisstrom von mindestens 1,0 mA erforderlich. Für die gesperrten Eingänge muß die Spannung kleiner als 0,5 V sein.
Die hohe Sperrspannung der Transistoren C 407 von 120 V und deren sehr kleiner Reststrom garantieren, daß die nicht angesteuerten Eingänge keine Glimmstrecken zwischen Katode und Anode bilden. Dies ergibt eine klare Anzeige und erfordert keine zusätzlichen Schaltelemente, wie z. B. bei Transistoren mit

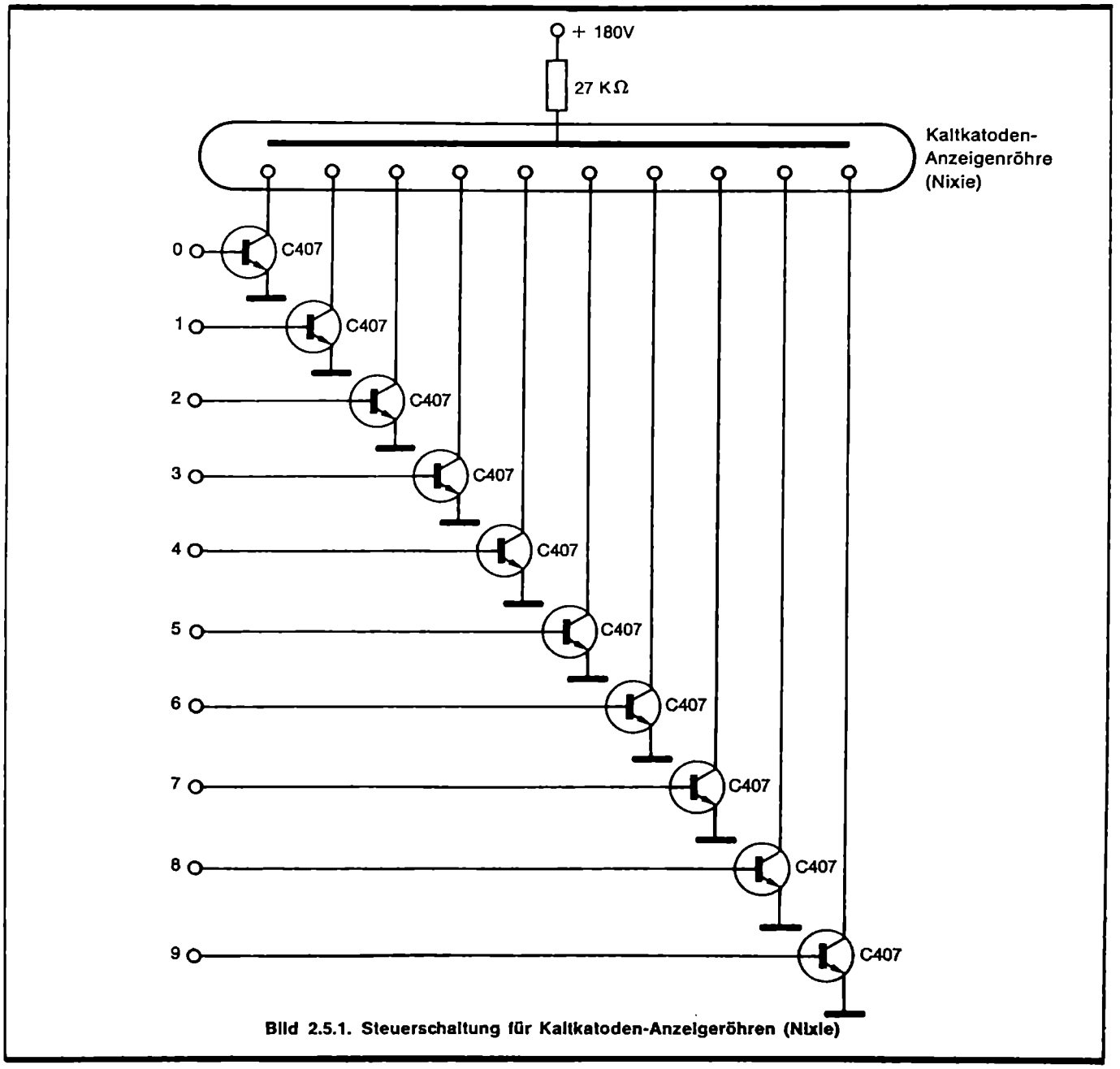


Bild 2.5.1. Steuerschaltung für Kaltkatoden-Anzeigeröhren (Nixie)

2.5 Steuerung von Kaltkatoden-Anzeigeröhren (Nixie)

Die Schaltung nach Bild 2.5.1 kann für die meisten Anzeigeröhren mit einem Katodenstrom von 1 – 4 mA

kleiner Sperrspannung nötig sind; denn in einem solchen Fall müßte man jede Katode mit Hilfe eines Widerstandsteilers und einer Diode auf eine Spannung legen, die unterhalb der Durchbruchsspannung des jeweiligen Transistors liegt.

1. Als Anzeigeröhre kann z. B. XN 3 von Hivac oder Typ 1020 von Valvo eingesetzt werden.
2. Ein geeigneter Widerstand ist z. B. Erie Typ 16 mit einer Toleranz von 10%, 0,5 W.
3. Die Versorgungsspannung U_B ist unkritisch und kann z. B. mit einer Toleranz von ± 10% ausgelegt werden. Ein geeigneter Konverter zur Erzeugung einer hohen Spannung bei vorhandener kleiner Gleichspannung ist im Kapitel 15 dieses Buches angegeben.

2.6 Relais-Steuerschaltung

Die in Bild 2.6.1 angegebene Schaltung hat einen weiten Anwendungsbereich für gebräuchliche Relais, wie sie z. B. in Tabelle 2.6.1 angegeben sind.

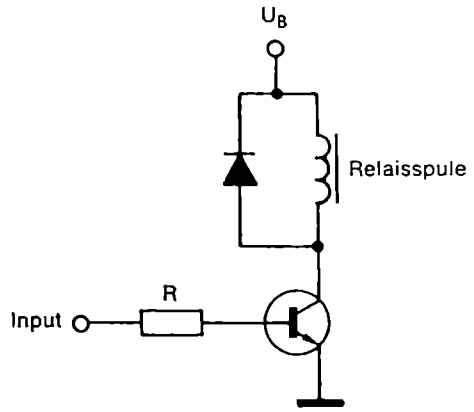


Bild 2.6.1. Relais-Steuerschaltung

Anmerkungen

1. Widerstand: Erie Typ 16, 0,5 W, oder gleichwertige.
2. Ist die Eingangsspannung kleiner 0,5 V, so ist die Relaisspule stromlos, bei mehr als 3 V Eingangsspannung führt sie Strom.

2.7 Relaissteuerung mit Gattereingängen

Ähnlich wie in Kapitel 2.3 kann es auch bei Relaisschaltungen erforderlich sein, daß die Ansteuerung in Abhängigkeit von mehreren Eingangssignalen erfolgen muß. Für solche Anwendungsfälle kann eine Schaltung nach Bild 2.7.1 eingesetzt werden. Sind alle Eingänge auf einem Potential von mehr als 2,4 V, werden die Dioden D_1, D_2, D_3 gesperrt, und der durch den Widerstand R und die beiden Dioden D_4 und D_5 fließende Strom schaltet den Transistor durch, das Relais zieht an. Fällt das Potential an einem der drei Eingänge unterhalb 0,5 V, so liegt am Punkt x eine Spannung von ca. 1,2 V. Diese Spannung reicht nicht aus, um den Transistor durchzusteuern, das Relais fällt ab. In Tabelle 2.7.1 sind für verschiedene Relais-

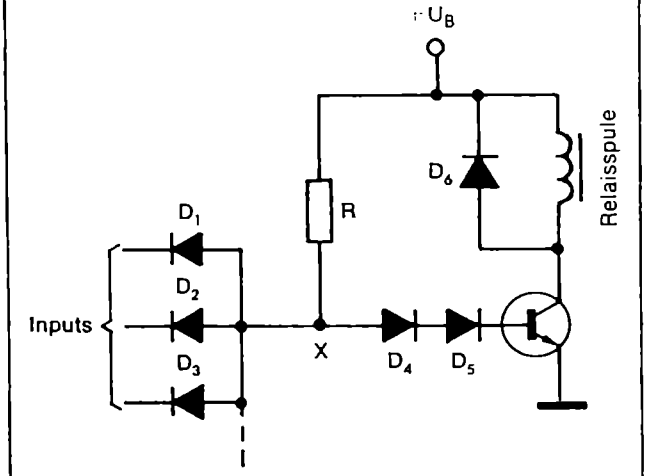


Bild 2.7.1. Relaissteuerung mit Gattereingängen

spulenwiderstände die dazugehörigen Schaltkreiselemente angegeben.

Anmerkung

Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 oder andere Typen mit einer Toleranz von ± 10%, 0,5 W.

Relaistyp		Transistor	Diode	Widerstand (Ω)	Versorgungsspannung (U_B)
Spulenspannung (V)	Spulenwiderstand (Ω)				
6	> 30	C426	EC402	100 ± 10%	6 ± 10%
12	> 100	C426	EC402	220 ± 10%	12 ± 10%
24	> 450	C400	EC402	680 ± 10%	24 ± 10%
28	> 1000	C400	EC402	1000 ± 10%	28 ± 10%
33	> 1000	C425	EC402	1200 ± 10%	33 ± 10%
36	> 1000	C425	EC402	1200 ± 10%	36 ± 10%
48	> 2000	C425	EC402	1200 ± 10%	48 ± 10%

Tabelle 2.6.1

Relaistyp		Transistor	Dioden D_1 — D_5	Diode D_6	Widerstand (Ω)	Versorgungs-spannung (U_B)
Spulen-spannung (V)	Spulen-widerstand (Ω)					
6	> 30	C426	EA403	EC402	150 ± 10%	6 ± 10%
12	> 100	C426	EA403	EC402	700 ± 10%	12 ± 10%
24	> 450	C400	EA403	EC402	6800 ± 10%	24 ± 10%
28	> 1000	C400	EA403	EC402	15000 ± 10%	28 ± 10%
33	> 1000	C425	EA403	EC402	13000 ± 10%	33 ± 10%
36	> 1000	C425	EA403	EC402	10000 ± 10%	36 ± 10%
48	> 2000	C425	EA403	EC402	20000 ± 10%	48 ± 10%

Tabelle 2.7.1

2.8 Relaisschaltung mit Schwellwerteingang

Sollen Relais in Abhängigkeit von einem bestimmten Eingangsschwellenwert aus- und eingeschaltet werden, so ist eine Schaltung nach Bild 2.8.1 geeignet. Als Schwellwertgeber dient hier ein Schmitt-Trigger. Bei kleinen Eingangsspannungen ist Q_1 gesperrt, und über R_2 und R_3 wird Q_2 durchgeschaltet und das Relais erregt. Die gemeinsame Emitterspannung der beiden Transistoren Q_1 und Q_2 wird bestimmt durch die Versorgungsspannung und das Verhältnis des Relaisspulenwiderstandes zum Widerstand R_4.
Um Q_1 durchzuschalten, muß die Eingangsspannung um ca. 0,6 V höher sein als die gemeinsame Emitterspannung. Ist dieser Wert am Eingang erreicht, so sinkt die Kollektorspannung von Q_1 so weit, daß Q_2 gesperrt wird und das Relais abfällt.
Bei dieser Art von Schwellwert-Schaltung besteht immer eine sogenannte Hysteresis, d. h. die Eingangsspannung muß zum Abfallen des Relais immer etwas größer sein als die Eingangsspannung zum Anziehen des Relais. Man spricht hierbei auch von einem oberen beziehungsweise einem unteren Schwellwert. Typische Werte für diese Schaltung sind in Tabelle 2.8.1 angegeben.

Anmerkung

Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige 0,5-W-Widerstände. Für die meisten Anwendungen wird eine Widerstandstoleranz von ± 10% ausreichen. Sollen genauere und enger tolerierte obere und untere Schwellwerte eingehalten werden, so müssen auch enger tolerierte Widerstände eingesetzt werden.

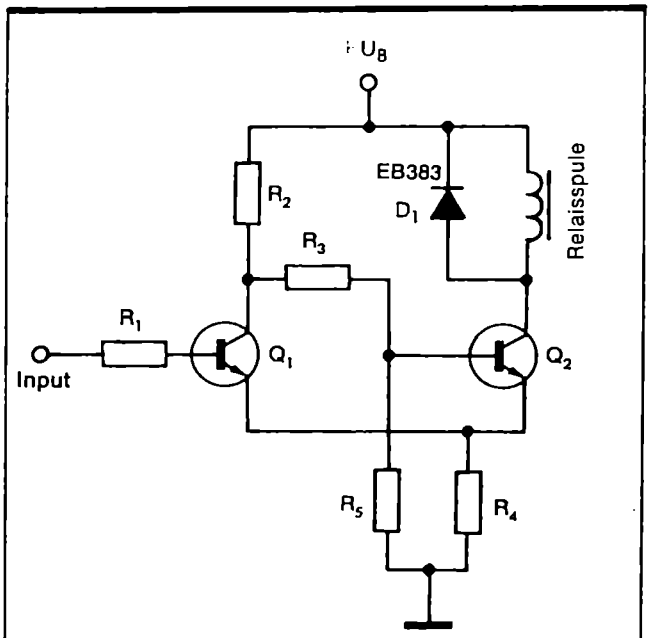


Bild 2.8.1. Relaisschaltung mit Schwellwerteingang

Relaistyp		Transistoren		Widerstände					Versorgungs-spannung	Schaltpotentiale	
Spulen-spannung (V)	Spulen-widerstand (Ω)	Q_1	Q_2	R_1 (Ω)	R_2 (Ω)	R_3 (Ω)	R_4 (Ω)	R_5 (Ω)		oberes (V)	unteres (V)
6	> 30	C400	C426	82	82	330	12	390	8 ± 10%	2.6	1.9
12	> 100	C400	C400	220	300	680	24	390	14 ± 10%	2.8	2
24	> 450	C400	C400	470	1000	3900	47	1000	26 ± 10%	2.8	2
33	> 1000	C425	C425	620	2000	7500	62	1300	35 ± 10%	2.8	2
48	> 2000	C425	C425	750	4300	9100	75	1500	50 ± 10%	2.5	1.9

Tabelle 2.8.1

3. Wechselspannungsverstärker

3.1 Einführung

Es gibt eine große Anzahl von Schaltungen für Wechselspannungsverstärker. Oft wurde dabei für jede Anwendung eine besondere Ausführung gewählt. Um aber wirtschaftlich arbeiten zu können, ist es sinnvoll, von einer Grundschaltung auszugehen, die es erlaubt, mit geringen Änderungen der Bauelemente einen großen Anwendungsbereich zu erschließen. Häufig können dadurch Geld und Zeit eingespart werden.
Im vorliegenden Abschnitt werden einige Hinweise für standardisierte Wechselspannungsverstärker gegeben, bei denen die Verstärkung durch selbstregelnde Rückkopplung bestimmt wird. Damit werden diese Wechselspannungsverstärker für ein großes Spektrum von Anwendungen geeignet.
Um den Anwendungsbereich noch vielseitiger zu gestalten, kann die Grundschaltung durch eine hochohmige Eingangsstufe mit kleinen Rauschwerten und einer Ausgangsstufe für hohe Spannungen ergänzt werden.

3.2 Wechselspannungsverstärker für allgemeine Anwendungen

Der nach Bild 3.2.1 dargestellte Wechselspannungsverstärker ist nach der konventionellen Kaskaden-Schaltung mit Hilfe von drei Transistoren aufgebaut und besitzt folgende Eigenschaften:

Offene Spannungsverstärkung	$\geqq$ 30 000
Bandbreite für Vollaussteuerung	$\geqq$ 150 kHz
Amplitude der Ausgangsspannung	$\geqq$ 8 V_{ss}

Mit Hilfe von R_f und R_s (Bild 3.2.1) können einige wichtige Eigenschaften dieses Verstärkers verändert werden. In Tabelle 3.2.1 sind einige Details über die Verstärkerparameter in Abhängigkeit von R_f und R_s zusammengestellt.
Bild 3.2.2 zeigt in Abhängigkeit von R_s den Verlauf der Verstärkung und der Rauschspannung, während Bild 3.2.3 das Frequenzverhalten bei verschiedenen Werten von R_s angibt. Die in Tabelle 3.2.1 verwandte

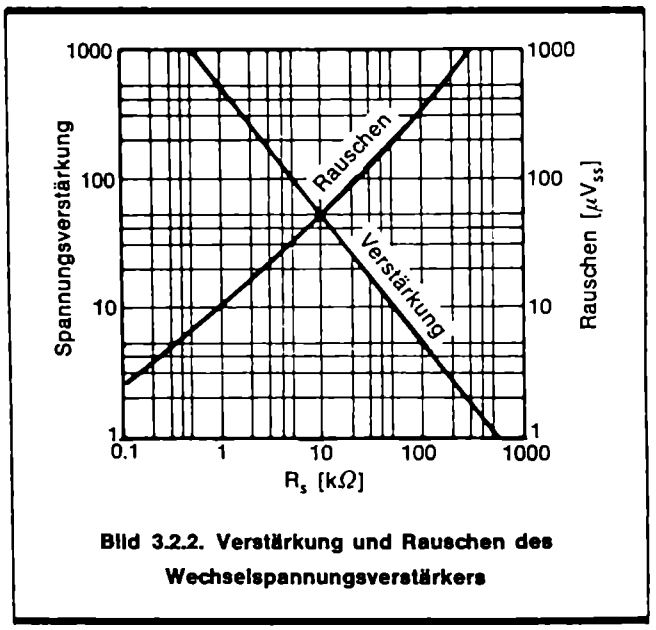


Bild 3.2.2. Verstärkung und Rauschen des Wechselspannungsverstärkers

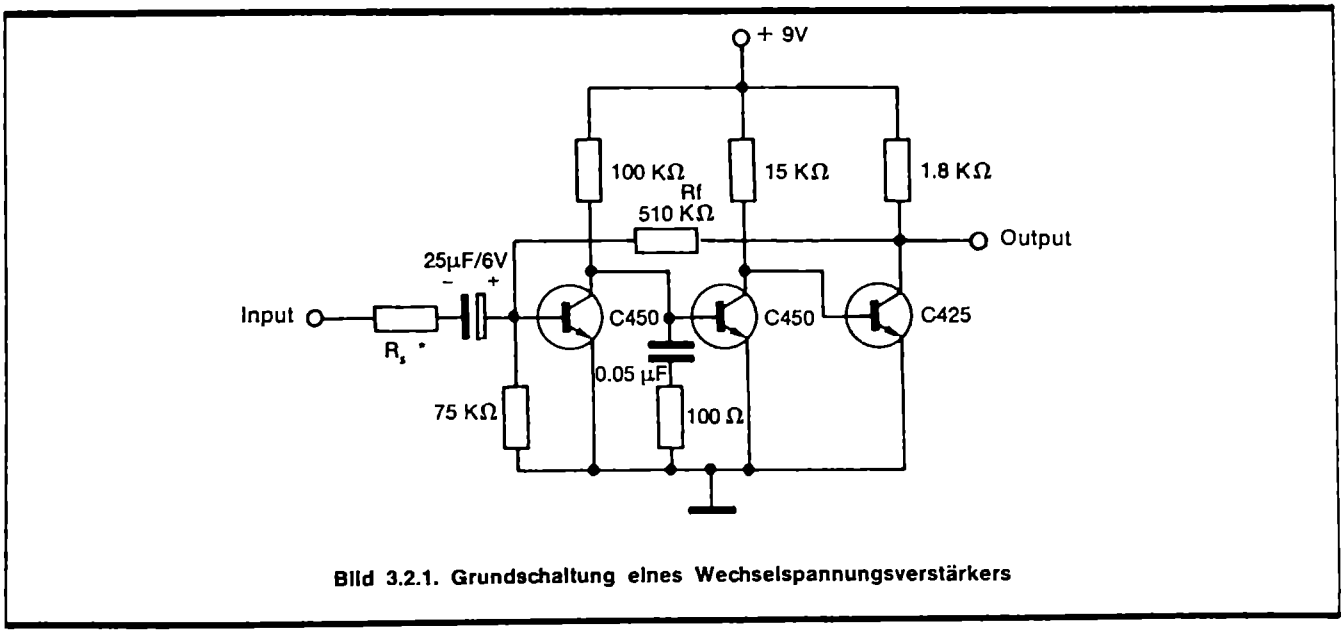


Bild 3.2.1. Grundschaltung eines Wechselspannungsverstärkers

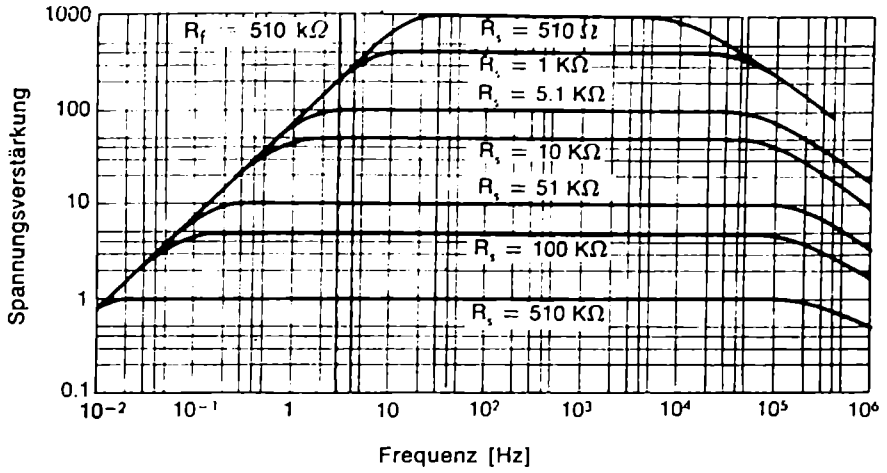


Bild 3.2.3. Frequenzgang des Wechselspannungsverstärkers

R_s (kΩ)	R_f (kΩ)	Spannungsverstärkung	— 3 dB Bandbreite f_1 (Hz)	— 3 dB Bandbreite f_2 (kHz)	Rauschen V_{ss} (95%) (μV)
510	510	1	0.012	630	1600
100	510	5.1	0.06	630	350
51	510	10	0.125	630	180
10	510	51	0.64	280	43
5.1	510	100	1.25	210	27
1.0	510	510	6.4	50	10
0.51	510	1000	12.5	20	6

Tabelle 3.2.1

Bezeichnung f_1 entspricht dem unteren 3-dB-Punkt und f_2 dem oberen 3-dB-Punkt des Frequenzganges, jeweils nach Bild 3.2.3. Die Rauschspannung nach Bild 3.2.2 ist in V_{ss}, bezogen auf den Eingang, angegeben.
Um die Rauschspannung am Ausgang ermitteln zu könnnen, muß man jeweils das Produkt aus dieser Rauschspannung und der Verstärkung des rückgekoppelten Verstärkers bilden. So ist z. B. die Rauschspannung am Ausgang (Spitze-Spitze) für

$$R_s = 10\ k\Omega$$
$$R_f = 510\ k\Omega$$
$$51 \times 43\ \mu V = 2{,}2\ mV_{ss}$$

Der hier gezeigte Verstärker kann zusammen mit
a. der Ausgangsstufe für hohe Spannungen, beschrieben in Kapitel 3.3,
b. der hochohmigen Eingangsstufe mit kleinen Rauschwerten, beschrieben in Kapitel 3.4, und einem Spitzendetektor nach Kapitel 3.5
benutzt werden.

Anmerkungen

1. Der mit einem Stern versehene Widerstand in Bild 3.2.1 bestimmt die Gesamtverstärkung und sollte daher je nach den Anforderungen an die Stabilität und Genauigkeit dieser Verstärkung sorgfältig ausgewählt werden. Für die meisten Anwendungen wird ein hochstabiler 1%iger Widerstand, z. B. Erie Typ MOG 60 oder ein gleichwertiger Typ geeignet sein.
2. Alle anderen Widerstände können z. B. Erie Typ 16 mit ± 5% Toleranz oder gleichwertige 0,5-W-Widerstände sein.
3. In dieser Schaltung erprobte Kondensatoren:
   Hunts Typ MEW 17T 25 μF 12 V
   Hunts Typ CSY 212 0,05 μF Keramik
   Selbstverständlich können auch gleichwertige Kondensatoren anderer Hersteller eingesetzt werden.

3.3 Ausgangsstufe für hohe Spannungen

Die in Bild 3.3.1 dargestellte Schaltung kann mit der Schaltung nach Bild 3.2.1 zusammengeschaltet werden und dient dann als Endverstärker mit großer Aussteueramplitude am Ausgang. Die Schaltung kann aber auch alleine angewendet werden und arbeitet in diesem Fall als Spannungsverstärker mit großen Ausgangsamplituden. Die Bandbreite beträgt 2 MHz, und es können Ausgangsamplituden bis zu 40 V_{ss}

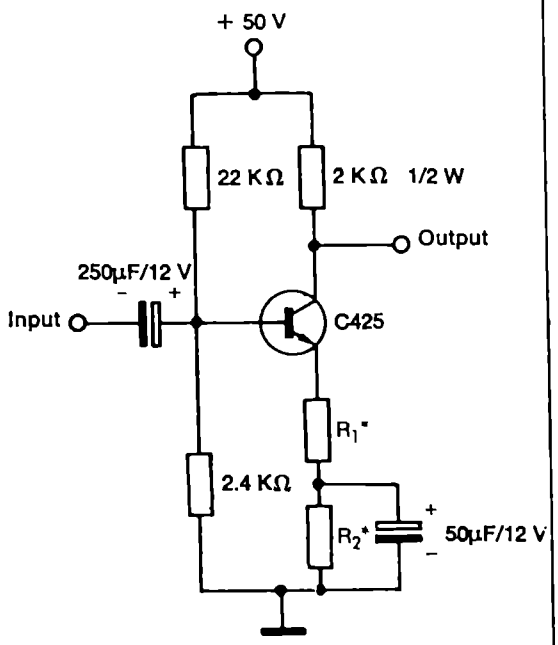


Bild 3.3.1. Ausgangsstufe für hohe Spannungen

erreicht werden. Die Stufe kann durch Änderung von R_1 und R_2 in ihren Eigenschaften verändert werden. In Tabelle 3.3.1 sind einige Variationen von R_1 und R_2 und die sich daraus ergebenden Gesamteigenschaften des Verstärkers zusammengestellt. Die Spannungsverstärkung dieser Stufe wird in erster Näherung durch R_1 bestimmt. Große Werte von R_1 ergeben eine kleine Spannungsverstärkung mit einer guten Verstärkungsstabilität, während kleine Werte von R_1 eine große Spannungsverstärkung bei geringerer Stabilität ergeben. Es ist daher sinnvoll, für R_1 und R_2 nicht viel kleinere Werte als 300 Ω einzusetzen.

Die Bandbreite des Verstärkers ist durch zwei Eckfrequenzen f_1 und f_2 definiert. Dabei ist f_1 die untere 3-dB-Grenzfrequenz und f_2 die obere 3-dB-Grenzfrequenz, jeweils bezogen auf einen Wert im mittleren Frequenzband.
Die Ausgangsamplituden sind als Spitzenwerte angegeben, wobei ein maximaler Klirrfaktor von 5% zugrunde gelegt wurde.

Anmerkungen

1. Die mit einem Stern markierten Widerstände bestimmen, wie schon erwähnt, in erster Linie die Verstärkung und sollten daher bei hohen Stabilitätsanforderungen an die Verstärkung mit 1% toleriert werden (z. B. Erie Typ MOG 60 oder gleichwertige Typen).
2. Alle anderen Widerstände können eine Toleranz von ± 5% haben und eine Verlustleistung von 0,5 W, z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen.
3. In dieser Schaltung erprobte Kondensatoren:
   Hunts PW 113 A 250 µF 12 V
   Hunts PW 111 50 µF 12 V
   oder gleichwertige Typen anderer Hersteller.

3.4 Rauscharmer Wechselspannungsvorverstärker mit hohem Eingangswiderstand

Obwohl für die meisten Anwendungen der in Abschnitt 3.2 beschriebene Verstärker ausreichen wird, ist es manchmal erforderlich, eine Eingangsstufe mit hohem Eingangswiderstand zur Verstärkung schwacher Signale einzusetzen. Um diese schwachen Signale sicher zu verstärken, muß die Eingangsstufe geringe Rauschwerte aufweisen. Eine dafür geeignete Schaltung ist in Bild 3.4.1 angegeben. Diese Schaltung kann sowohl allein als auch zusammen mit der Grundschaltung nach Bild 3.2.1 benutzt werden.

Die Parameter dieses Verstärkers sind:

Spannungsverstärkung	10
Bandbreite	5 Hz bis 4 MHz
Bandbreite bei Vollaussteuerung	> 300 kHz

R_1 (Ω)	R_2 (Ω)	Spannungsverstärkung	— 3 dB Bandbreite f_1 (Hz)	— 3 dB Bandbreite f_2 (MHz)	Ausgangsamplitude (V_{ss})
10	390	130	180	0.85	25
20	360	80	100	1.9	36
30	360	56	70	2.4	38
62	330	29	40	3.0	40
100	300	18.2	25	3.2	40
120	270	15.5	24	3.5	40
150	240	12.6	20	3.6	40
200	200	9.6	16	3.7	40
390	0	5	0.3	3.8	40

Tabelle 3.3.1

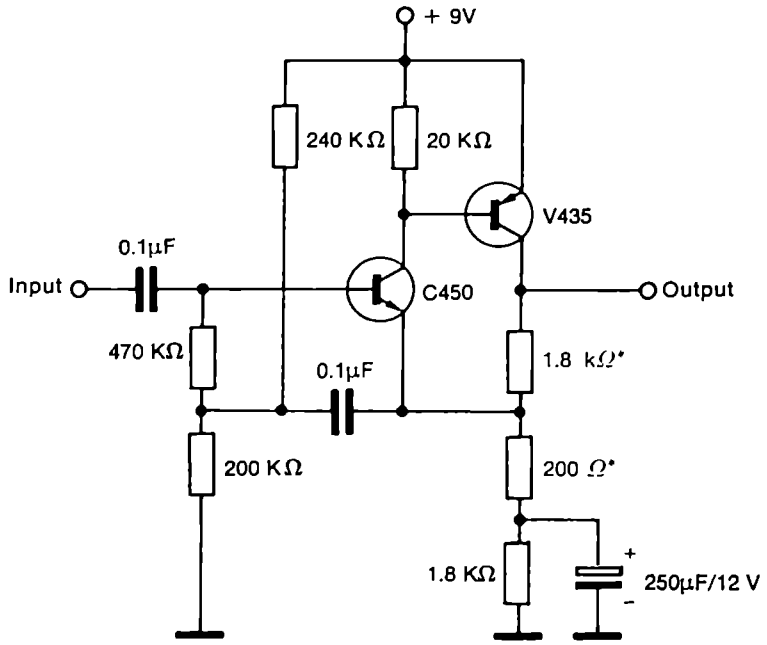


Bild 3.4.1. Rauscharmer Vorverstärker mit hohem Eingangswiderstand

Quell-widerstand (kΩ)	Rauschspannung bezogen auf den Eingang (μV_{eff})	
	15 Hz bis 1 MHz	15 Hz bis 100 kHz
∞	180	130
100	40	20
30	30	10
10	25	6
3	15	4
0	5	2.5

Tabelle 3.4.1

Ausgangsamplitude	> 4,5 V_{SS}
Eingangswiderstand	> 1 MΩ
Eingangskapazität	< pF
Rauschen	siehe Tabelle 3.4.1
Ausgangswiderstand	100 Ω (bei 100 kHz)

Anmerkungen

1. Die mit einem Stern markierten Widerstände bestimmen in erster Näherung die Spannungsverstärkung. Wo hohe Anforderungen an die Verstärkungsstabilität gestellt werden, empfiehlt es sich, 1%ige Widerstände, z. B. Erie Typ MOG 60 oder gleichwertige Typen einzusetzen.
2. Alle anderen Widerstände (0,5 W) können einen Toleranzwert von ± 5% haben, z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen.
3. In dieser Schaltung erprobte Kondensatoren:
   Hunts Typ PW 113A 250 µF 12 V
   Hunts Typ BD 600 0,1 µF
   oder gleichwertige Typen.

3.5 Spitzendetektor

Die in Bild 3.5.1 gezeigte Schaltung stellt einen Spitzendetektor dar und kann zusammen mit dem Verstärker nach Kapitel 3.2 oder aber bei Vorhandensein von großen Eingangsspannungen für sich allein verwendet werden. Durch die Basis-Emitter-Anlaufspannung besitzt die Schaltung nach Bild 3.5.1 eine Totzone von ca. 0,75 V (siehe Bild 3.5.2). Diese kann durch eine von außen zugeführte Gleichspannung kompensiert werden.
Die Schaltung ist brauchbar bis zu unteren Frequenzen von 15 Hz, wobei dann die Welligkeit am Ausgang ca. 10% beträgt. In Bild 3.5.2 ist die Charakteristik zwischen Ein- und Ausgangsspannung dargestellt.

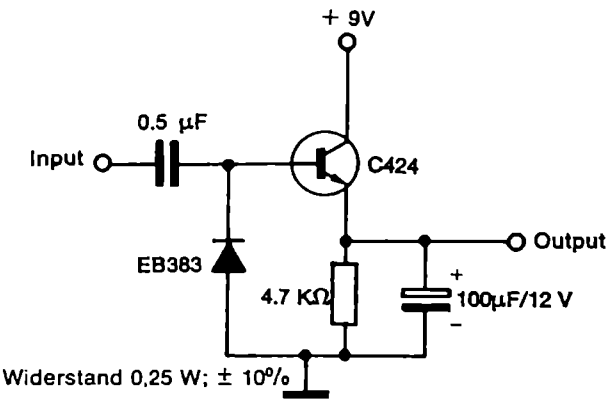


Bild 3.5.1. Ein einfacher Spitzendetektor

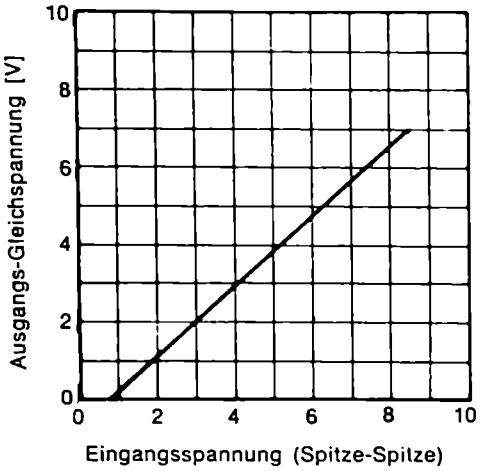


Bild 3.5.2. Kennlinie des einfachen Spitzendetektors

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige 5%ige Widerstände.
2. Geeignete Kapazitäten sind:
   Hunts Typ B 6020K 0,5 μF
   Hunts Typ PW 112A 100 μF 12 V
   oder gleichwertige Typen.

3.6 Empfindliches Wechselspannungs-Millivoltmeter

In Abschnitt 3.2 (Bild 3.2.1) wurde ein Wechselspannungsverstärker beschrieben, der als Grundstufe für das in Bild 3.6.1 dargestellte Wechselspannungs-Millivoltmeter benutzt wird. Durch zusätzliche Diodengleichrichter am Ausgang der Schaltung nach Bild 3.6.1 kann ein Gleichspannungsinstrument (0—100 μA) zur Anzeige eingesetzt werden.
Die in Bild 3.6.1 dargestellte Schaltung hat die folgenden Eigenschaften:

Eingangsspannungsbereich	0 – 50 mV
Bandbreite	5 Hz – 100 kHz

Zusammen mit dem in Abschnitt 3.4 beschriebenen Vorverstärker und einem zusätzlichen Eingangsteiler kann die Schaltung nach Bild 3.6.1 zu einem Millivoltmeter mit verschiedenen Eingangsbereichen erweitert werden. Das Prinzipschaltbild ist in Bild 3.6.2 gezeigt, wobei der Vorverstärker dem aus Bild 3.4.1 entspricht und eine zehnfache Spannungsverstärkung hat. Die sich damit ergebenden prinzipiellen Eigenschaften sind:

Eingangswiderstand	$>$ 1 MΩ
Eingangskapazität	$<$ 5 pF
Bandbreite (–0,5-dB-Punkt)	20 Hz – 20 kHz
Eingangsspannungsbereich für Vollausschlag am Ausgang	1 mV – 300 V

Anmerkungen

1. Die Genauigkeit der Schaltung ist vorwieg[end] von den mit einem Stern bezeichneten Wider[ständen] abhängig. Es empfiehlt sich, hier 1%ige [Wider]stände einzusetzen, z. B. Erie Typ MOG [oder] ähnliche Typen.
2. Alle anderen Widerstände können einen [Belast]wert von ± 5% (0,5 W) haben, z. B. Erie [Typ] oder gleichwertige Typen.
3. Geeignete Kapazitäten sind:
   Hunts Typ PW 111 50 μF 12 V
   Hunts Typ MEW 17T 25 μF 12 V
   Hunts Typ CSY 210 0.025 μF Keramik

In Tabelle 3.6.1 sind die Eingangsspannungsbereiche für die verschiedenen Schalterstellungen angegeben.

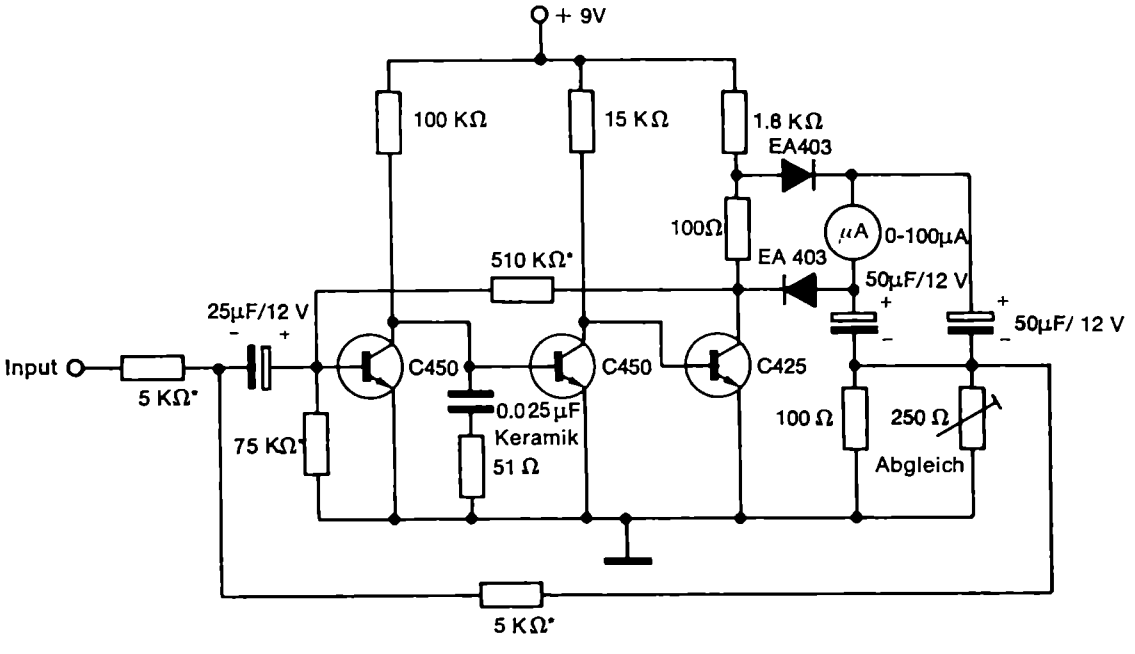


Bild 3.6.1. Empfindliches Wechselspannungs-Millivoltmeter

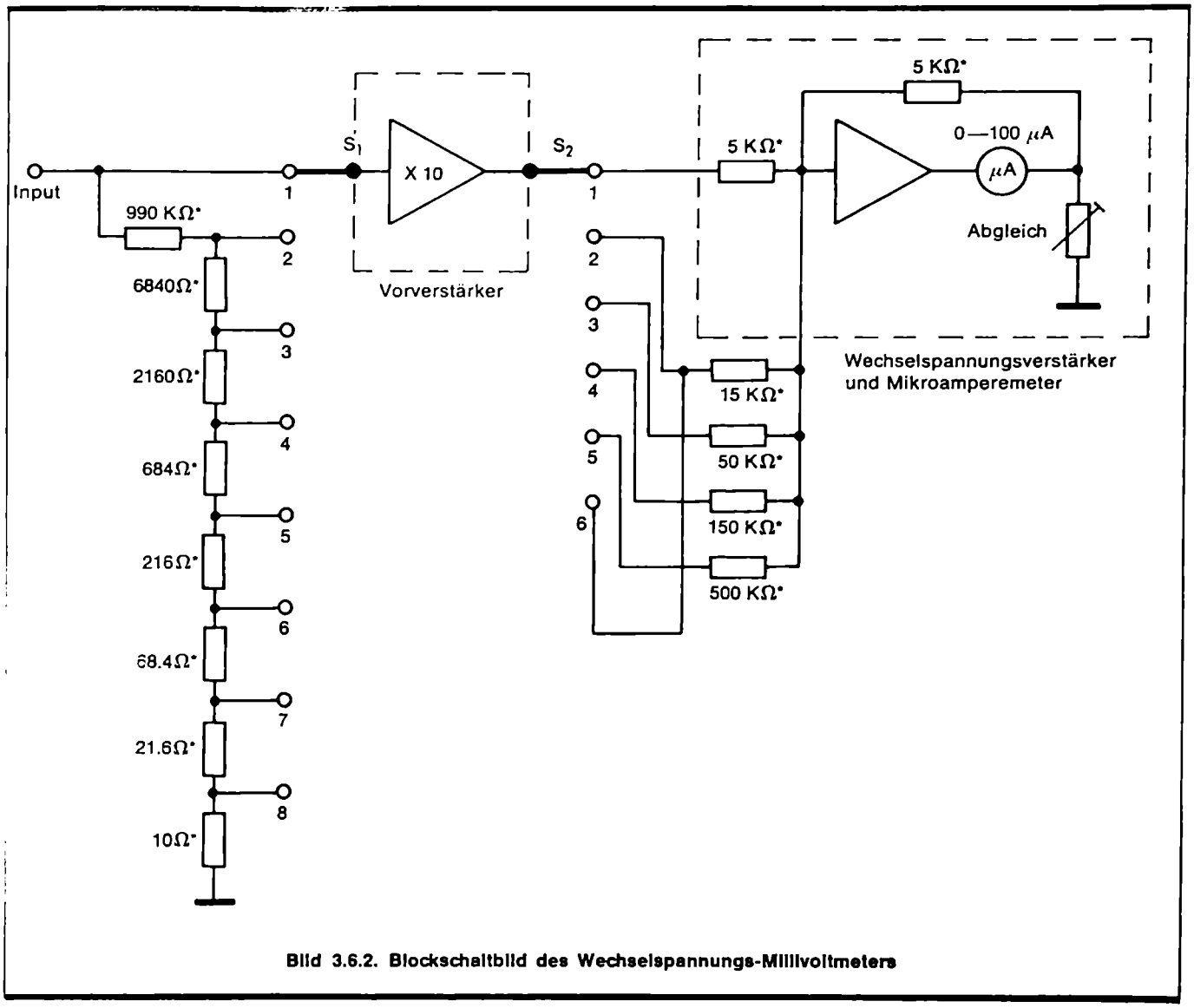


Bild 3.6.2. Blockschaltbild des Wechselspannungs-Millivoltmeters

Position S_1	1	1	1	1	1	2	3	4	5	6	7	8
Position S_2	1	2	3	4	5	6	6	6	6	6	6	6
Vollausschlag	1 mV	3 mV	10 mV	30 mV	0.1 V	0.3 V	1 V	3 V	10 V	30 V	100 V	300 V

Tabelle 3.6.1

3.7 Frequenzselektiver Verstärker (aktives Filter)

In den vorhergehenden Abschnitten wurden Verstärker beschrieben, die eine möglichst große Bandbreite hatten. Bei einigen Anwendungen ist es aber erforderlich, einen Verstärker mit schmaler Bandbreite zu haben. Ein solcher Verstärker entspricht in seiner Wirkung einem Bandfilter, wobei hier ein sogenanntes aktives Filter vorliegt und im Gegensatz zu einem passiven Filter keine Übertragungsverluste entstehen; je nach Anforderung ist eine zusätzliche Verstärkung möglich. Die wichtigsten Parameter eines solchen selektiven Verstärkers sind:

- f_o entspricht der Frequenz, bei welcher die Verstärkung ein Maximum hat (G_{fo}), auch Mittenfrequenz genannt
- BW Bandbreite, innerhalb der die Verstärkung größer als $G_{fo}/\sqrt{2}$ ist.

Das aktive Filter in Bild 3.7.1 stellt eine einfache Schaltung dar, mit der f_o und BW festgelegt sind durch R_1, R_2, R_3, C_1, C_2. Die Übertragungs-Kennlinie dieses Verstärkers ist in Bild 3.7.2 angegeben. In Tabelle 3.7.1 sind für verschiedene f_o-Werte die dazu-

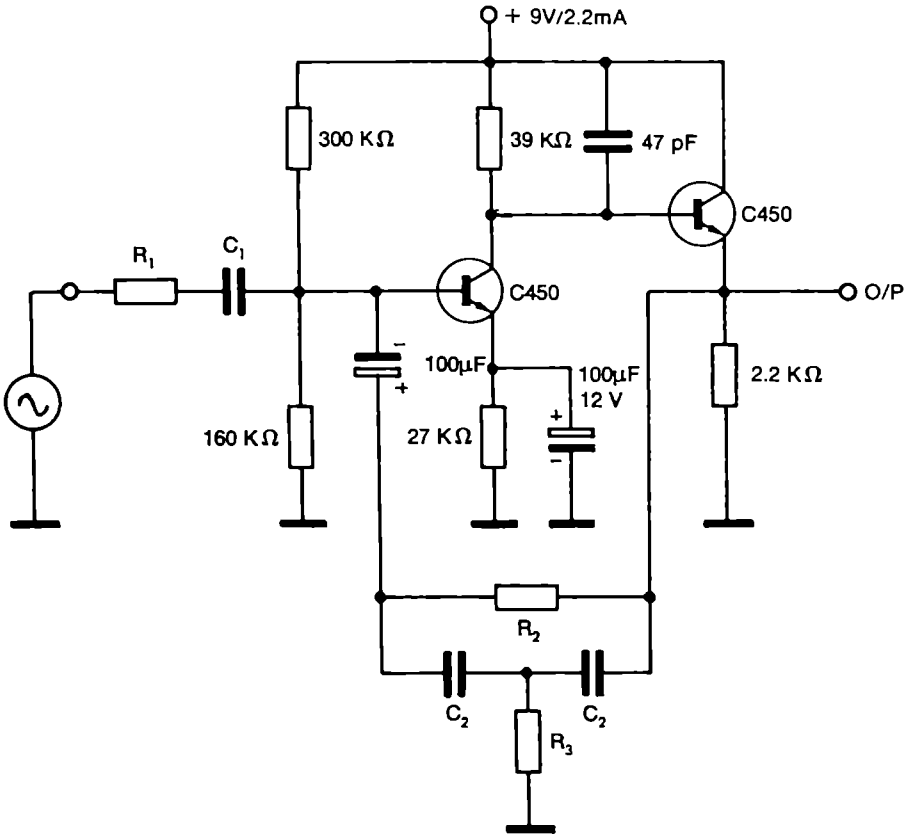


Bild 3.7.1. Schaltbild eines selektiven Verstärkers

gehörigen Widerstands- und Kapazitätswerte zusammengestellt.
Um mit diesem Verstärker die f_o-Werte bestimmen zu können, können die folgenden Gleichungen benutzt werden:

$$R_1 = R\,\frac{\Sigma}{K}$$

$$C_1 = 2KC$$

$$R_3 = \frac{R_2}{\Sigma}$$

$$C_2 = \frac{C}{\Sigma}$$

wobei

$$\left.\begin{aligned} \Sigma &= \frac{BW}{2} \\ K &= G_{fo} \cdot \Sigma \\ f_o &= \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{RC}} \end{aligned}\right\}$$

angenäherte Beziehungen

Anmerkungen

1. Die Auswahl der Bauteile R_1, R_2, R_3, C_1, C_2, hängt stark von den geforderten Eigenschaften ab. Für die meisten Fälle werden 1%ige Widerstände, z. B. Erie Typ MOG 60, und Glimmkondensatoren wie z. B. Lemco Typ MR oder gleichwertige Typen anderer Hersteller, ausreichend sein.
2. Die anderen Widerstandswerte sind unkritisch und können aus der Toleranzreihe ± 10% (0,5 W) gewählt werden.
3. Geeignete Kapazitäten sind:
   Hunts Typ PW 112 A 100 µF 12 V
   Erie Typ AD 47 pF Keramik.

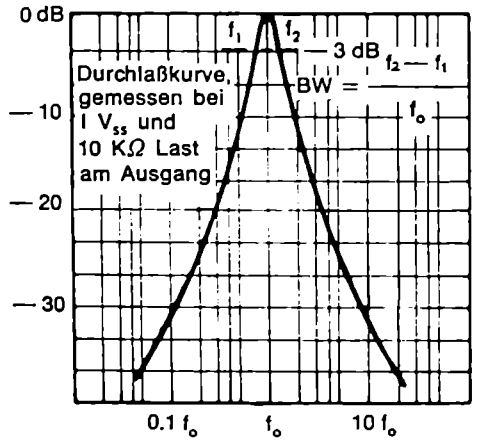


Bild 3.7.2. Frequenz-Kennlinie des selektiven Verstärkers

f_o (Hz)	Frequenzbestimmende Netzwerkteile					G_{fo} (dB)	Eingangs-widerstand Z (MΩ)	Max. Ausgangs-spannung (V_{ss})	
	R_1 (kΩ)	R_2 (kΩ)	R_3 (kΩ)	C_1 (pF)	C_2 (pF)				
100	150	800	8	2000	20,000	10	1	4	Anmerkungen: Die Ausgangs-impedanz Z ist ≤ 100 Ω. Der Lastwiderstand R_L ist ≥ 10 kΩ. Alle Teile des Netzwerkes haben eine Toleranz von ± 1%.
1000	15	80	0.8	2000	20,000	11	0.1	4	
10,000	15	80	0.8	200	2000	11	0.1	4	

Tabelle 3.7.1

4. Gleichspannungsverstärker

4.1 Einführung

Gleichspannungsverstärker haben ein großes Anwendungsgebiet. Sie können z. B. als Übertrager von Weßwerten, als Operationsverstärker in Analogrechnern, als Regelverstärker in Netzgeräten und für verschiedene andere Anwendungen in elektronischen Geräten eingesetzt werden.
Die in diesem Abschnitt beschriebenen Schaltungen sind auf sehr einfache Ausführungen beschränkt. Überall dort, wo umfangreichere Verstärker erforderlich sind, wird es aus wirtschaftlichen Gründen sinnvoll sein, monolithisch integrierte Elemente einzusetzen. Eine genaue Darstellung der integrierten linearen Schaltkreise und vielfältigen Anwendungsmöglichkeiten findet sich im „Linear Microcircuits Application Handbook" der SGS-Fairchild GmbH.

4.2 Einige grundsätzliche Betrachtungen über Gleichspannungsverstärker

Die meisten transistorisierten Gleichspannungsverstärker haben eine Differenz-Eingangsstufe (Bild 4.2.1). In der einfachen Ausführung wird eine solche Stufe als Null-Detektor eingesetzt. Bei komplexeren Verstärkern werden zusätzliche Stufen nachgeschaltet. Von einem Gleichspannungsverstärker wird verlangt, daß der Ausgangspegel konstant bleibt, solange die Eingangsspannung sich nicht ändert. Praktisch kann diese ideale Forderung nicht erfüllt werden. Differenzstufen nach Bild 4.2.1, bei denen die Basis-Emitter-Spannung beider Transistoren gleich ist, zeigen eine große Konstanz der Ausgangsspannung über einen größeren Temperaturbereich. Dabei ist Voraussetzung, daß die Basis-Emitter-Spannung beziehungsweise die Kollektorströme in Q_1 und Q_2 sich bei Änderung der Temperatur in gleichem Maße ändern. Bei Änderung der Eingangsspannungen U_{G1} beziehungsweise U_{G2} wird am Ausgang die Differenz der beiden Eingangsspannungsänderungen verstärkt.

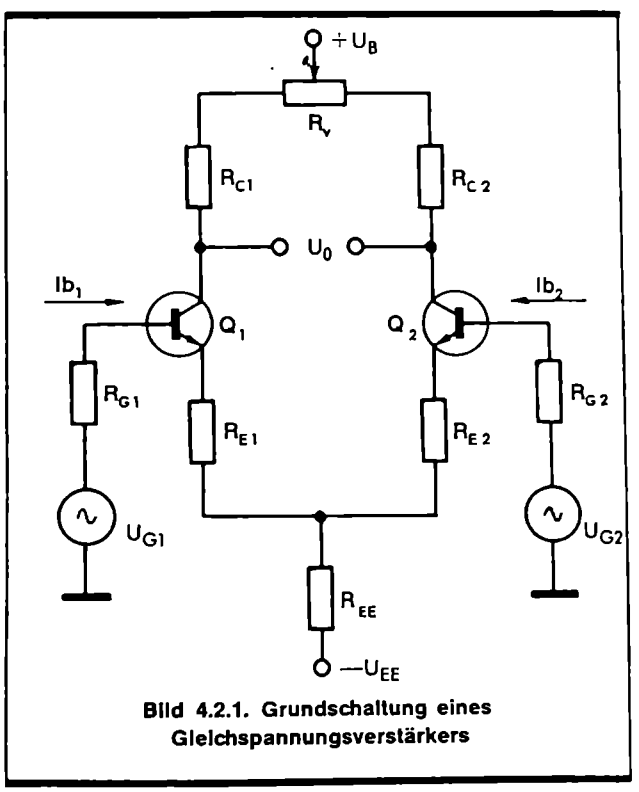


Bild 4.2.1. Grundschaltung eines Gleichspannungsverstärkers

Der ideale Differenzverstärker sollte am Ausgang die Spannung 0 haben, wenn die beiden Eingangsspannungen auf gleichem Potential liegen. In der Praxis ist dafür aber in der Regel eine kleine Differenz zwischen den Eingangspegeln nötig. Diese Differenz am Eingang wird als sogenannte Offset-Spannung bezeichnet. Diese Offset-Spannung ist gegeben durch den Unterschied der beiden Basis-Emitter-Anlaufspannungen (jeweils gleicher Kollektorstrom vorausgesetzt). Sie kann durch ausgesuchte Transistoren auf kleinste Werte verringert werden, aber selbst mit ideal ausgesuchten Transistoren läßt sich die Offset-Spannung nicht beliebig klein machen. Schon eine geringe Temperaturdifferenz in den beiden Transistorkristallen reicht aus, um eine Offset-Spannung zu erzeugen. So erzeugt eine Temperaturänderung von einem tausendstel Grad zwischen den beiden Kristallen bereits eine Offset-Spannung von ca. 2 μV.
Die geringste Offset-Spannung und deren kleinste Änderung mit der Temperatur (Spannungsdrift) kann erreicht werden, wenn beide Transistoren mit engster Toleranz ausgesucht werden und zusätzlich in einem gemeinsamen Gehäuse montiert werden. In diesem Fall ist der thermische Widerstand zwischen den beiden Kristallen sehr klein, und die beiden Kristalle liegen annähernd auf gleicher Temperatur. Üblicherweise wird ein zusätzliches Potentiometer bei Differenzstufen benutzt (R_V), um damit die Toleranzen in den Transistorparametern und den Kollektorwiderständen auszugleichen. Ein weiterer Einfluß zur Bestimmung der Offset-Spannung sind die Größen von R_{G1} und R_{G2}. Sind diese Quellwiderstände sehr groß, erzeugen die immer vorhandenen kleinen Differenzen der Basisströme von I_{B1} und I_{B2} einen zusätzlichen Spannungsabfall am Eingang. Diese Wirkung kann dadurch vermindert werden, daß eine Stufe mit hohem Eingangswiderstand benutzt wird und damit die Ströme in den Eingangsquellen sehr klein werden. Dabei ist es wichtig, daß die beiden Quellwiderstände gleich groß sind und zusätzlich Transistoren

mit möglichst gleicher Stromverstärkung ausgesucht werden, die über den für diesen Verstärker vorgesehenen Temperaturbereich eine gleiche Änderung besitzen.
Weiterhin ist zu berücksichtigen, daß der Kollektor-Basis-Reststrom über die Quellwiderstände fließt und eine zusätzliche Offset-Spannung erzeugt. Dieser Reststrom ist bei modernen Silizium-Planar-Transistoren aber so klein, daß er in der Regel vernachlässigt werden kann und erst bei hohen Temperaturen einen geringen Einfluß hat.
Als Beispiel für einen geeigneten Dual-Transistor für Differenzstufen sei der 2 C 415 (SGS Fairchild) aufgeführt.
Eine weitere Forderung, die häufig an Gleichspannungsverstärker gestellt wird, ist eine hohe Gleichtaktunterdrückung. Im Idealfall bedeutet dies, daß keine Änderung am Ausgang des Verstärkers eintritt, wenn beide Eingangsspannungen sich um einen gleichen Betrag ändern. In praktischen Fällen wird man aber immer eine kleine Änderung der Ausgangsspannung messen, wenn beide Eingangsspannungen sich um den gleichen Betrag ändern.
Die Eigenschaft, wie gut ein Verstärker eine Gleichtaktsteuerung vom Eingang auf den Ausgang unterdrückt, wird als Gleichtaktunterdrückung, meist angegeben in dB, bezeichnet. Diese Größe ist definiert als das Verhältnis der auf gleichem Potential liegenden Eingänge zu der Differenz der beiden Eingangsspannungen, die am Ausgang dieselbe Änderung hervorrufen. Die Gleichtaktunterdrückung kann durch Vergrößerung des Widerstandes R_{EE} erhöht werden. Eine wesentliche Verbesserung läßt sich durch einen Abgleich von R_{E1} beziehungsweise R_{E2} erreichen (messen).
Für einen bestimmten Kollektorstrom in Q_1 und Q_2 kann der Widerstand R_{EE} aber nur durch Erhöhen der negativen Spannung $-U_B$ vergrößert werden. In der Praxis ist $-U_B$ aber nur beschränkt zu erhöhen. Weiterhin läßt sich die Gleichtaktunterdrückung durch eine möglichst gute Isolierung der beiden Kollektoren von Q_1 und Q_2 gegen $+U_B$ erreichen (z. B. Reihenschaltung einer Basisstufe in jedem Kollektor).
Um auch mit kleinen $-U_B$-Werten einen großen Widerstand R_{EE} nachzubilden, kann mit Hilfe eines zusätzlichen Transistors Q_3 (Bild 4.2.2.) eine Stromquelle geschaffen werden. In den meisten Gleichspannungsverstärkern mit Differenzeingang wird eine solche Schaltung angewandt. Der durch Q_3 fließende Strom wird durch die Basisspannung an Q_3 und den Widerstand R_3 bestimmt. Diese Basisspannung wird durch den Teiler R_2, R_1 festgelegt. An Stelle von R_2 kann aber auch eine Zenerdiode eingesetzt werden. Die Spannungsverstärkung der Differenzstufe ist durch das Verhältnis der Kollektorwiderstände R_{C1} und R_{C2} und der Emitterwiderstände R_{e1} und R_{e2} bestimmt. Dabei werden R_{e1} und R_{e2} aus den Summen der äußeren Emitterwiderstände (R_{E1} und R_{E2}) und der inneren Emitterwiderstände (r_{e1} und r_{e2}) gebildet.
Der innere Emitterwiderstand r_e ist umgekehrt proportional dem Emitterstrom I_e, bei welchem der Transistor arbeitet, und kann in erster Näherung aus der Beziehung

$$r_e = \frac{26\ (\text{mV})}{I_e\ (\text{mA})}$$

bestimmt werden.

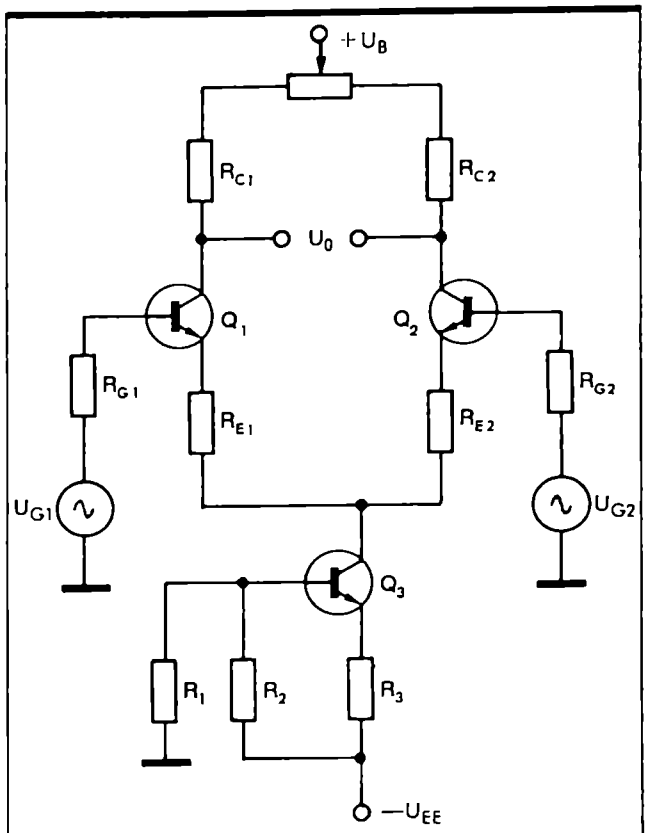


Bild 4.2.2. Grundschaltung eines Gleichspannungsverstärkers mit einem Transistor als Stromquelle

In Fällen, bei denen die Quellwiderstände R_{G1} und R_{G2} klein sind, ist ein hoher Eingangswiderstand nicht erforderlich. Dort wo hohe Quellwiderstände vorkommen, ist es sehr wichtig, eine hochohmige Eingangsstufe einzusetzen. Dabei berechnet sich der Eingangswiderstand des Verstärkers in erster Näherung aus dem Produkt des Emitterwiderstandes (R_E und r_e) und der Stromverstärkung der Transistoren.
Setzt man Transistoren mit einer hohen Stromverstärkung bei sehr kleinen Emitterströmen ein, können sehr hohe Eingangsimpedanzen erreicht werden. So hat z. B. der Transistor 2 C 415 eine minimale Stromverstärkung von 60 bei 10 μA Kollektorstrom. Nach der oberen Beziehung ergibt sich dabei ein innerer Emitterwiderstand von 2,6 kΩ. Die sich damit ergebende Eingangsimpedanz des Transistors ohne zusätzlichen äußeren Emitterwiderstand beträgt 156 kΩ, wobei dieser Wert bereits ein Minimum darstellt. Der übliche Wert liegt bei 400 kΩ, da die normale Stromverstärkung um etwa 2 – 3 größer ist.

4.3 Ausgeführte Grundschaltungen von Gleichspannungsverstärkern

Die in diesem Abschnitt behandelten Gleichspannungsverstärker basieren auf Differenz-Eingangsstufen und eignen sich als Null-Detektoren oder als Eingangsstufen in komplexeren Gleichspannungsverstärkern. Die Grundschaltung nach Bild 4.3.1 ist mit zwei getrennten Transistoren Q_1 und Q_2 gebaut, die bei einem Kollektorstrom von ca. 0,5 mA arbeiten, wobei ein zusätzlicher Transistor Q_3 als konstante Stromquelle vorgesehen ist. Der damit erreichte Ein-

gangswiderstand beträgt ca. 5 kΩ. Die Offset-Spannung kann mit Hilfe des 2-kΩ-Potentiometers im Kollektorkreis ausgeregelt werden.
Die Spannungsdrift dieser Schaltung beträgt im Temperaturbereich von 0 bis +60 °C ca. 40 μV/°C, wenn die beiden Eingangstransistoren auf einem gemeinsamen Kühlblech montiert und gegen äußere Luftwirbel abgeschirmt sind. Der Quellwiderstand sollte dabei nicht größer als 1 kΩ sein.
Zu beachten ist, daß der Kollektor der Transistoren am Gehäuse liegt und daher bei der Montage auf einem Kühlblech eine elektrische Isolation beider Gehäuse nötig ist. Der Grund für die Montage auf einem Kühlblech ist, daß damit ein kleiner thermischer Widerstand zwischen den beiden Transistoren erreicht wird, nicht aber die Abführung von überschüssiger Wärme. Geeignete Kühlkörper sind solche, bei denen eine räumliche nahe Montage beider Transistoren möglich ist. Dort wo eine kleine Spannungsdrift nicht erforderlich ist, können die beiden Transistoren auch getrennt auf einer gedruckten Schaltung montiert werden. In diesem Fall ist der Verstärker empfindlich gegen Temperaturänderungen. So ergibt z. B. eine Temperaturdifferenz von 1 °C zwischen den beiden Transistoren eine Offset-Spannung von ca. 2 mV. Dies ist gleichbedeutend mit einem Eingangssignal von 2 mV.
Unter der Annahme eines Quellwiderstandes von 1 kΩ beträgt die Spannungsverstärkung des Verstärkers nach Bild 4.3.1, ausgehend von der Beziehung

$$\frac{U_o}{U_s} \approx 60.$$

Wenn die beiden Eingangstransistoren durch einen

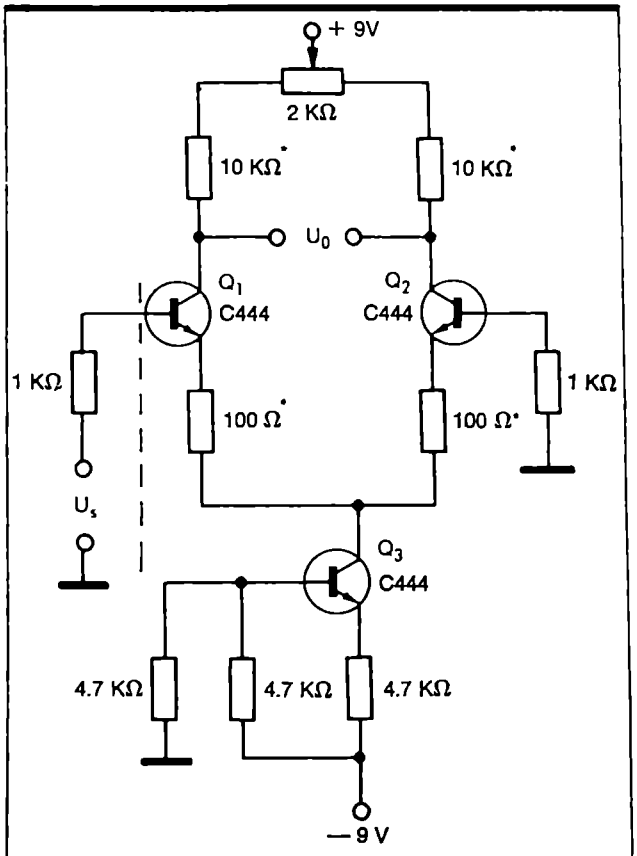


Bild 4.3.1. Gleichspannungsverstärker

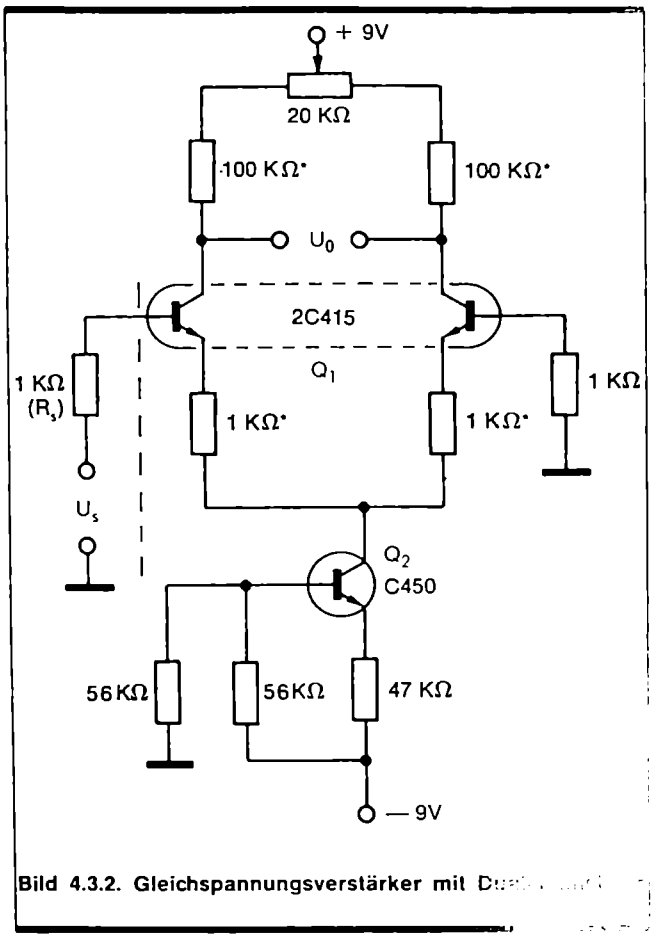


Bild 4.3.2. Gleichspannungsverstärker mit Du

Dual-Transistor 2 C 415 ersetzt werden, können erhebliche Verbesserungen bezüglich des thermischen Verhaltens des Eingangswiderstandes und der Rauschwerte erreicht werden (siehe Bild 4.3.2). Der Dual-Transistor 2 C 415 besitzt eine hohe Stromverstärkung bei kleinen Strömen. Dies erlaubt es, bei einem Kollektorstrom von 50 μA zu arbeiten, womit sich ein Eingangswiderstand von ca. 250 kΩ ergibt. Hierbei können die zulässigen Quellwiderstände auch entsprechend hochohmiger sein. Die hiermit erreichbare Spannungsdrift beträgt ca. 15 μV/°C und die Spannungsverstärkung ca. 60.
Eine weitere Verbesserung kann durch zwei pnp-Transistoren, die als Emitterfolger (Bild 4.3.3) geschaltet sind, erreicht werden. Durch eine theoretische Analyse kann man beweisen, daß die etwa 50fache Spannungsverstärkung in dieser Schaltung gegenüber der einfachen Ausführung (Bild 4.3.2) weitgehend unabhängig von den Transistoreigenschaften ist.
Weiterhin wird mit einer solchen Anordnung eine sehr geringe Ausgangsimpedanz möglich. Die Spannungsdrift beträgt dabei nur ca. 20 μV/°C in einem Temperaturbereich von Null bis +60 °C.
Dort wo sehr hochohmige Signalquellen mit einem Gleichspannungsverstärker zusammengeschaltet werden, ist ein hochohmiger Gleichspannungsverstärker unerläßlich. Eine einfache Methode, um die Eingangsimpedanz zu erhöhen, läßt sich durch Zuschalten eines weiteren Transistors an jedem Eingang in einer sogenannten Darlington-Schaltung erreichen (siehe Bild 4.3.4). In dieser Schaltungsanordnung wird der Eingangswiderstand um den Faktor der Stromverstär-

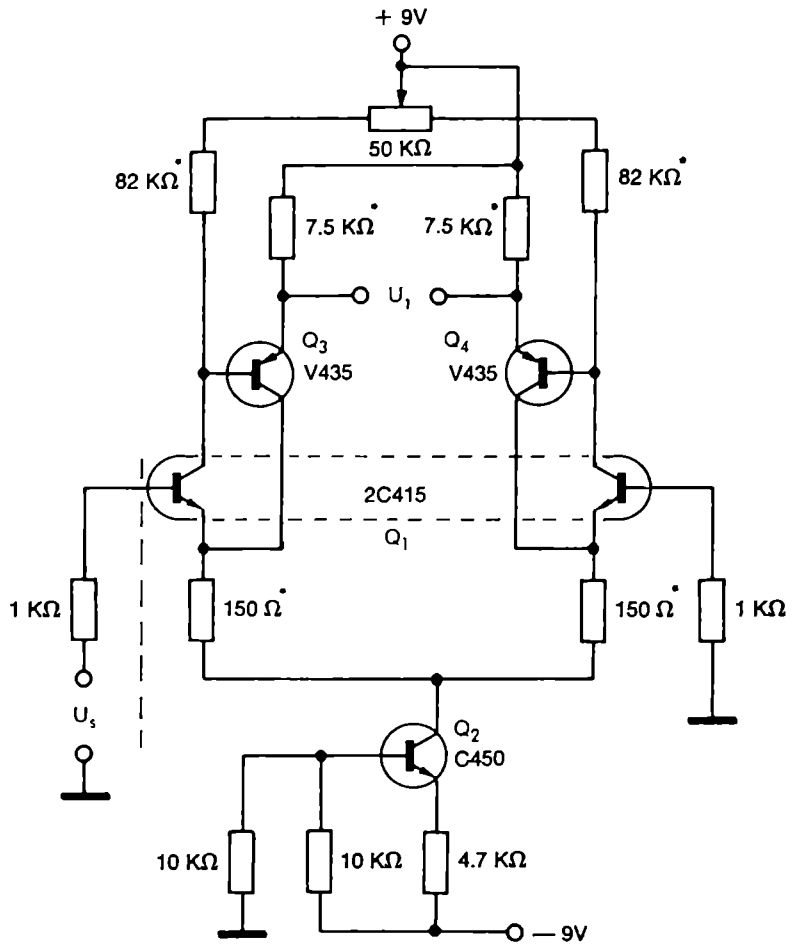


Bild 4.3.3. Verbesserter Gleichspannungsverstärker

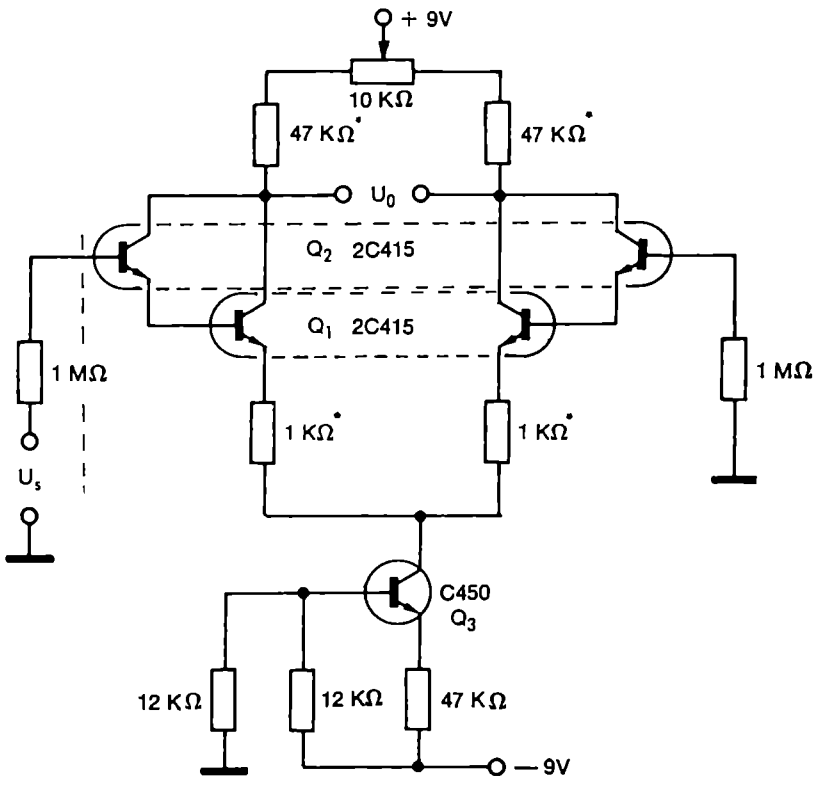


Bild 4.3.4. Gleichspannungsverstärker mit Darlington-Eingang

kung der zusätzlichen Transistoren erhöht. Der Eingangswiderstand der Schaltung nach Bild 4.3.2 betrug ca. 250 kΩ, während die Schaltung nach Bild 4.3.4 einen Eingangswiderstand von ca. 20 MΩ hat.
Der Nachteil einer Darlington-Schaltung ist, daß die maximale Offset-Spannung und ihre Änderung mit der Temperatur jetzt durch vier Transistoren beeinflußt wird und daher auch größere Werte annimmt. Die Spannungsdrift der Schaltung nach Bild 4.3.4 beträgt bei einem Quellwiderstand von 1 MΩ und einem Temperaturbereich von Null bis +60 °C ca. 50 μV/°C. Der Temperatureinfluß der Eingangs-Offset-Spannung kann durch das Potentiometer ausgeglichen werden.

Anmerkungen

1. Alle hier gemachten Angaben der Spannungsdrift berücksichtigen nur die Spannungsdrift der Halbleiterbauelemente und nicht die zusätzlichen Anteile, die von den passiven Bauelementen abhängen. Dort wo kleinste Drift-Werte erzielt werden sollen, ist es empfehlenswert, Widerstände mit einem kleineren Temperatur-Koeffizienten einzusetzen. Dies gilt vorwiegend für die mit einem Stern markierten Widerstände, z. B. Erie Typ MOG 60 oder gleichwertige Typen.
2. Alle anderen Widerstände sind weitestgehend unkritisch und sollten aus der Toleranzreihe ± 5% (0,5 W) ausgewählt werden, z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen.
3. Ein geeignetes Potentiometer wäre z. B. Painton Bourn Typ 200 oder ein gleichwertiges.

4.4 Verstärker für Galvanometer

Galvanometer sind die meist gebräuchlichen Anzeigegeräte für den Null-Abgleich von Gleichspannungsbrücken. Die Empfindlichkeit des Galvanometers bestimmt die Genauigkeit, mit der eine solche Brücke abgeglichen werden kann.
Die Schaltung Bild 4.4.1 zeigt einen Verstärker, der die Empfindlichkeit des Galvanometers um den Faktor 50 erhöht. Damit wird auch ein genauerer Abgleich möglich. Die Schaltung ist wiederum mit einer Differenzstufe am Eingang versehen, wobei auch hier der rauscharme Dual-Transistor 2 C 415 eingesetzt wurde. Mit Hilfe einer Batterie (4,5 – 6 V) ist ein sogenannter schwimmender Betrieb möglich. Dies ist erforderlich, damit keine zusätzliche Verkopplung mit den Eingangssignalen erfolgt.
Soll ein Netzgerät eingesetzt werden, so muß auch dieses erdfrei sein, falls die Eingangssignale nicht erdfrei vorliegen.
Mit dem Schalter S_1 in Stellung 1 ist die Batterie abgeschaltet, und das Galvanometer liegt direkt an den Eingangs- und Ausgangsklemmen. Mit dem Schalter S_1 in Stellung 2 wird die Batterie angeschaltet und der zu messende Strom fließt verstärkt über das Galvanometer. Der Schalter S_1 ist vierpolig (4 x 2) mit zwei Schaltstellungen.
Bevor der Verstärker in Betrieb genommen wird, sollte er auf Null abgeglichen werden. Dies geschieht durch Schließen des Schalters S_2 (Drucktaster) bei Schalter S_1 in Stellung 2 steht und mit Potentiometer P_1 der Null-Abgleich des Galvanometers erfolgt. Der andere Null-Abgleich erfolgt mit Potentiometer P_2.

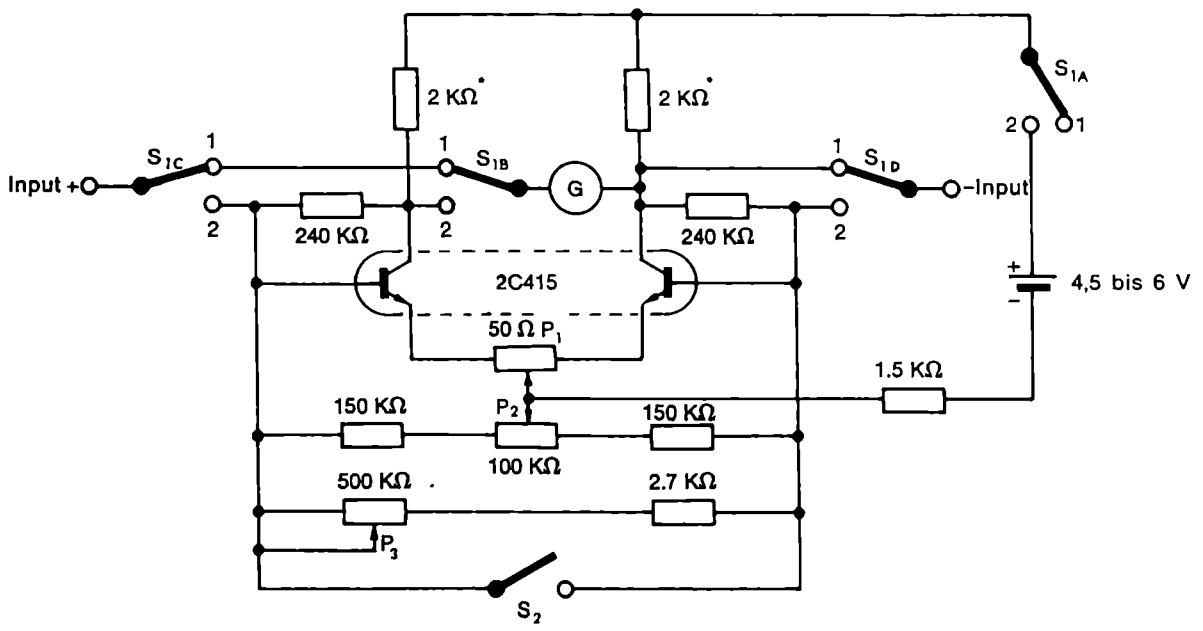


Bild 4.4.1. Verstärker für Galvanometer

wobei jetzt S_2 geöffnet ist und die Eingänge offen liegen. Das Potentiometer P_3 dient zur Einstellung der Empfindlichkeit. Vor jeder Messung sollte die Empfindlichkeit auf ein Minimum eingestellt werden. Liegt der ganze 500-kΩ-Widerstand zwischen den Eingängen, so ist die größte Empfindlichkeit erreicht.

Anmerkungen

1. Die mit einem Stern markierten Widerstände sollten eine Toleranz von ± 1% haben und möglichst unabhängig vom Umgebungseinfluß sein (z. B. Erie Typ MOG 60 oder gleichwertige Typen). Alle anderen Widerstände können ± 10% (0,5 W) haben.
2. Ein geeignetes Potentiometer wäre z. B. Painton Bourn Typ 200 oder ein gleichwertiges.

4.5 Verstärker für Meßwertumwandler

Eine von vielen Anwendungen für Gleichspannungsverstärker ist die Verstärkung der Signale von Meßwertumwandlern, wie z. B. Thermoelementen, Dehnungsmeßstreifen und Thermistoren. In Bild 4.5.1 wird ein [illegible] vielseitig verwendbarer Verstärker gezeigt.
Die [illegible] besteht aus drei Differenzverstärkerstufen und hat eine negative Rückkopplung für die beiden Differenzverstärker und auch für Gleichtaktsignale. Mit dem Potentiometer P_1 kann die Eingangs-Offset-Spannung ausgeregelt werden. Mit dem Potentiometer P_2 lassen sich die Gleichtaktsignale weitgehend unterdrücken. Wird der Verstärker von erdfreien Signalquellen gespeist, so müssen die in der Schaltung gestrichelt dargestellten 1-MΩ-Widerstände von beiden Eingängen gegen Masse geschaltet werden. Dies ist nötig, damit ein Basisstrom in den beiden Eingangstransistoren fließen kann. Liegen geerdete Signalquellen vor, können diese Widerstände entfallen. Die Eigenschaften dieses Verstärkers sind in Tabelle 4.5.1 zusammengefaßt.

Anmerkungen

1. Die mit einem Stern markierten Widerstände sollten eine Toleranz von ± 1% (0,5 W) haben und eine möglichst hohe Stabilität besitzen (z. B. Erie Typ MOG 60 oder gleichwertige).
2. Alle übrigen Widerstände können z. B. Erie Typ 16, ± 5%, oder gleichwertige sein.
3. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200.
4. Geeignete Kondensatoren sind z. B. Erie Typ AD Keramik oder gleichwertige Typen.

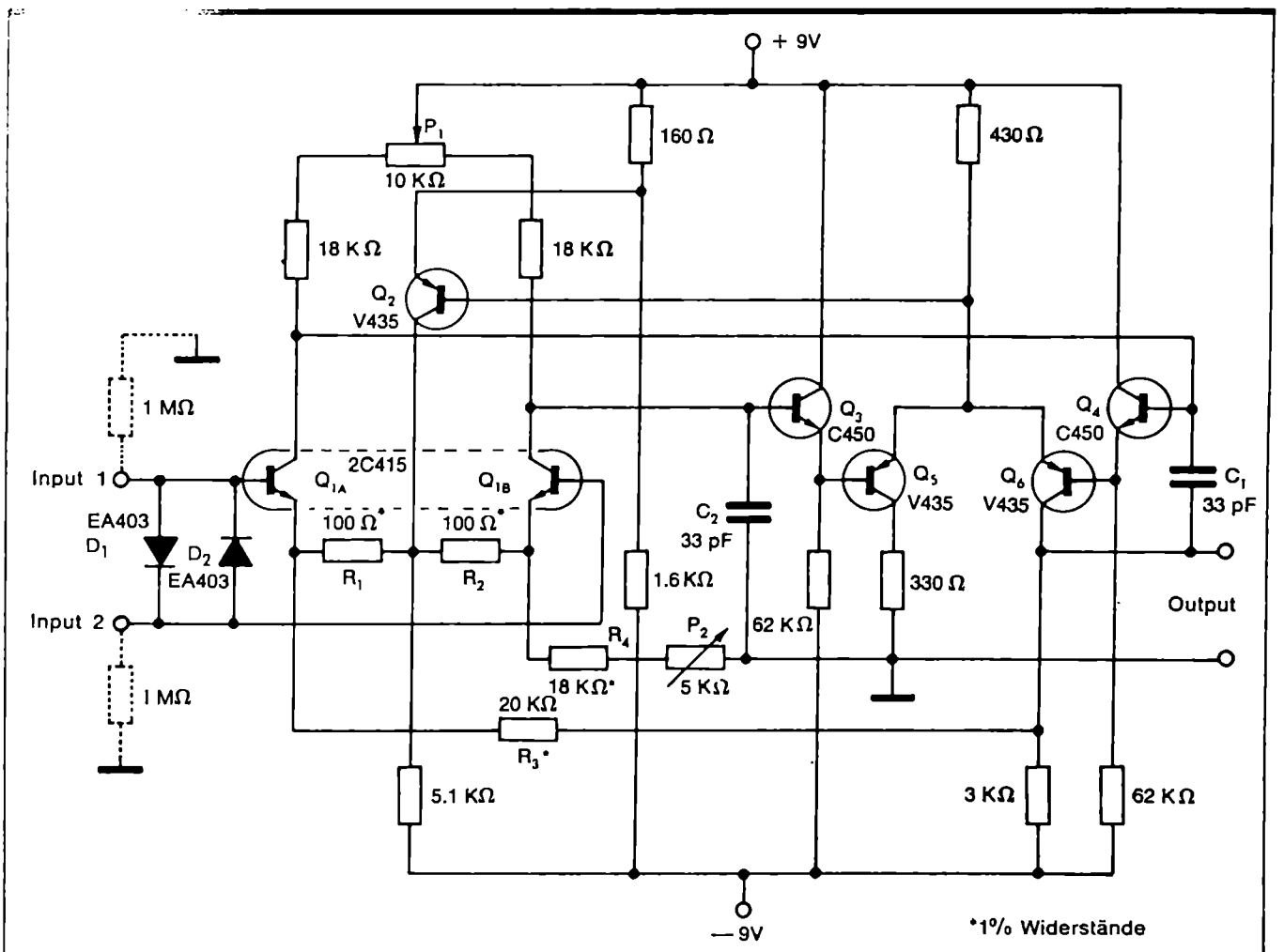


Bild 4.5.1. Gleichspannungsverstärker für niederohmige Meßwertumwandler

Offene Spannungsverstärkung		76 dB
Verstärkung mit Rückkopplung		46 dB
Kleinsignal-Bandbreite (−3 dB)		100 kHz
Aussteuerbereich, max.		± 5 V
Bandbreite für Vollaussteuerung		80 kHz
Maximale Spannungsänderung am Ausgang		5 V/μs
Differenz-Eingangsimpedanz (f = 1 kHz)		3 MΩ
Gleichtakt-Eingangsimpedanz (f = 1 kHz)		10 MΩ
Eingangs-Basisstrom bei 25 °C		1 μA (max)
Eingangs-Offset-Strom		0,5 μA
Spannungsdrift bezogen auf den Eingang (Null bis + 50 °C)		15 μV/°C
Stromdrift am Eingang (Null bis + 50 °C)		4 nA/°C
Maximale Gleichtaktspannung am Eingang		± 5 V
Gleichtaktunterdrückung bei $R_3 = R_4$ durch Abgleich von P_2		75 dB
		100 dB
Auf den Eingang bezogene Rauschspannung bei $R_S = 0$		15 μV_{ss}
($R_{S1} = R_{S2} = 10$ kΩ)		40 μV_{ss}
Offset-Spannung in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung	$+U_B$	2,2 μV/%
	$-U_B$	20 μV/%
Stromaufnahme		18 mA

Tabelle 4.5.1

4.6 Operationsverstärker

Wie schon der Name sagt, wird diese Art von Gleichspannungsverstärkern zur Ausführung von bestimmten Operationen eingesetzt. Durch Auswahl geeigneter Rückkopplungsglieder (Widerstände, Kapazitäten, Induktivitäten) können Operationen wie Addition, Subtraktion, Differentiation und Integration ausgeführt werden. Mit einem Operationsverstärker kann auch ein Eingangssignal naturgetreu verstärkt oder gedämpft werden. In manchen Fällen dient ein Operationsverstärker auch als Ergänzung eines Impulsgenerators.

Die meisten der aufgeführten Möglichkeiten werden in Analogrechnern benötigt. Bild 4.6.1 zeigt einen solchen Operationsverstärker ohne äußerliche Rückkopplungsglieder, der nach wirtschaftlichen Gesichtspunkten aufgebaut ist, wobei das Schaltbild sehr einfach und übersichtlich gehalten wurde. Die damit erreichten Eigenschaften (siehe Tabelle 4.6.1) werden für die meisten Anwendungen genügen. Werden höhere Genauigkeitsanforderungen an die auszuführende Operation gestellt, sollte zweckmäßiger der monolithische Verstärker μA 709 verwendet werden. In dem Handbuch „The Application of Linear Microcircuits" der SGS-Fairchild GmbH werden Anwendungsbeispiele gezeigt.

Der Operationsverstärker Bild 4.6.1 hat einen Differenz-Eingang und einen einfachen Ausgang. Mit dem Potentiometer läßt sich die Eingangs-Offset-Spannung ausregeln.

Die in Bild 4.6.1 verwendeten Widerstände und Kondensatoren (R_1, C_1, C_2, R_3, C_3) bestimmen den Frequenzbereich und die Frequenzkennlinie des Operationsverstärkers (Bild 4.6.2).

Anmerkungen

1. Für die meisten Anwendungen werden die frequenz-bestimmenden Glieder R_1, C_1, C_2, R_3, C_3 mit den in Tabelle 4.6.1 angegebenen Werten genügen. Danach fällt die Verstärkung oberhalb 10 Hz mit ca. 20 dB/Dek. In einigen Fällen mag es vorteilhaft sein, die Werte nach Tabelle 4.6.2 einzusetzen. Mit diesen Werten erreicht man ein kleineres Rauschen und eine kleinere Anstiegszeit der Ausgangsspannung. Es muß dabei aber berücksichtigt werden, daß bei Schaltstößen ein Überschwingen auftritt, wenn der Verstärker im rückgekoppelten Zustand mit einer Verstärkung $>$ 30 dB betrieben wird. Ist ein Überschwingen nicht zulässig, so kann dies mit Hilfe eines kleinen Parallelkondensators zum Rückkopplungswiderstand beseitigt werden.
2. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ± 5% (0,5 W), oder gleichwertige Typen.
3. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200 oder ein gleichwertiges.

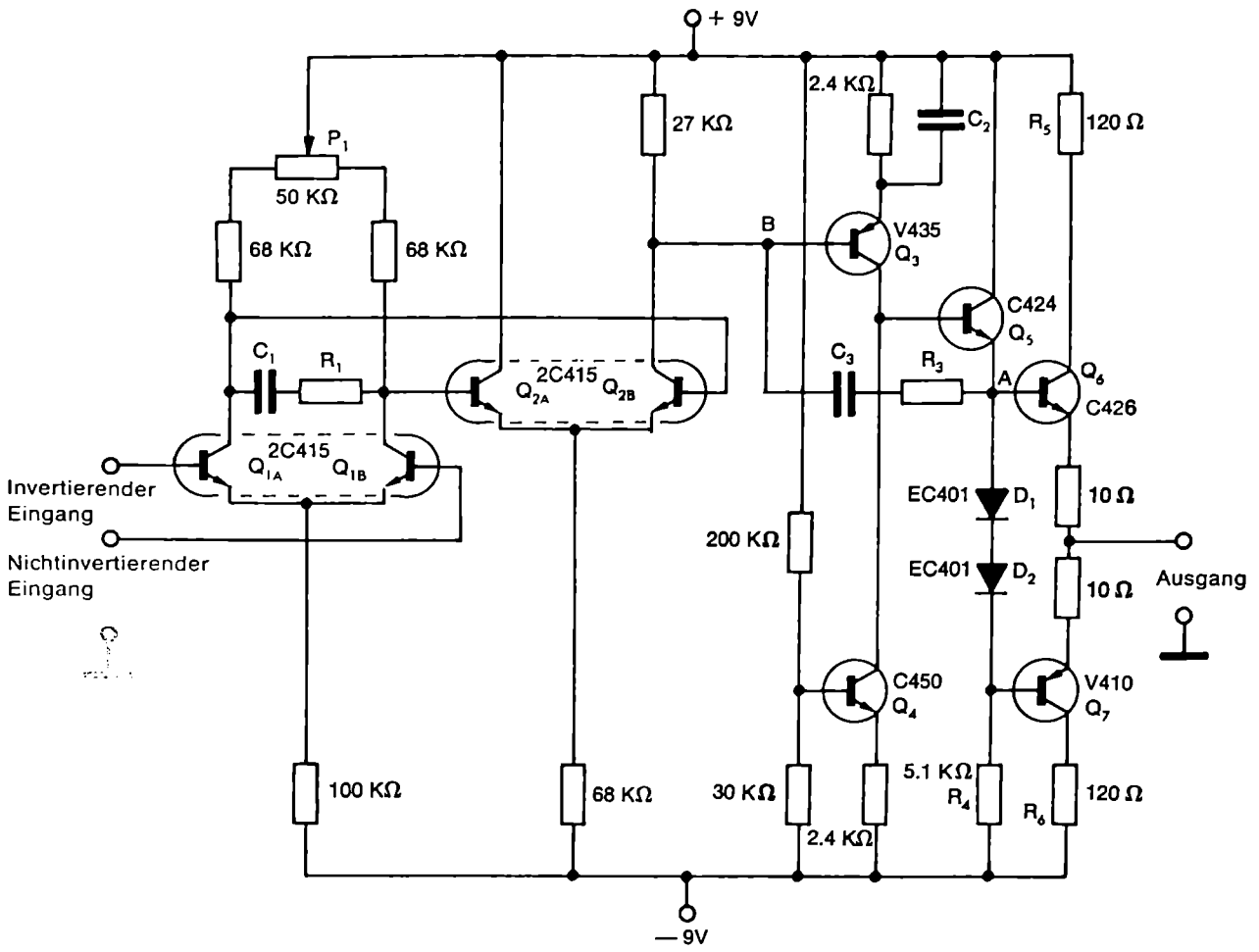


Bild 4.6.1. Operationsverstärker

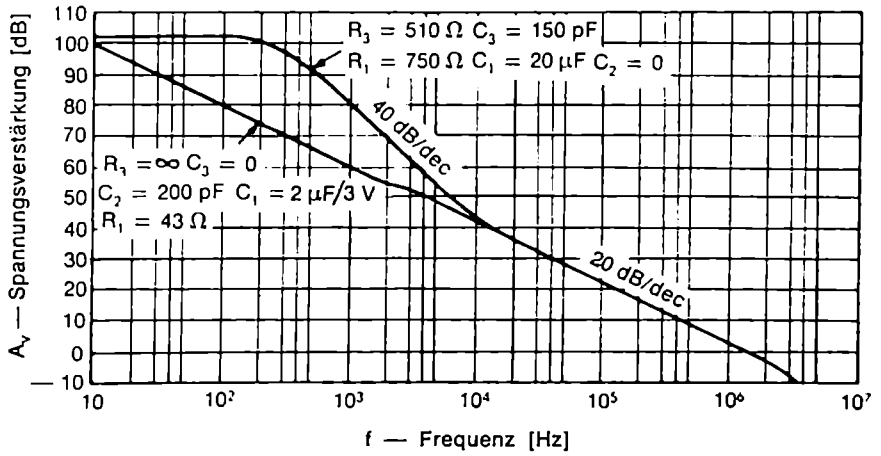


Bild 4.6.2. Frequenzkennlinie des Operationsverstärkers

($R_1 = 43\ \Omega$, $C_1 = 2\ \mu F$, $C_2 = 200$ pF, $C_3 = 0$, $R_3 = \infty$)

Gleichspannungsverstärkung		100 dB
Bandbreite für Inverterbetrieb (V = 1)		1 MHz
Bandbreite für Vollaussteuerung (± 5 V)		8 kHz
Aussteuerfähigkeit		± 5 V/± 20 mA
Maximale Spannungsänderung am Ausgang		0,25 V/μs
Differenz-Eingangswiderstand		100 kΩ
Gleichtakt-Eingangswiderstand		10 MΩ
Eingangskapazität		8 pF
Ausgangsimpedanz		50 Ω
Spannungsdrift (bezogen auf den Eingang)		20 μV/°C
Eingangsstrom (25 °C)		0,6 μA
Strom-Offset		0,3 μA
Strom-Offsetdrift		3 nA/°C
Maximale Gleichtakt-Eingangsspannung		± 4 V
Gleichtaktunterdrückung (f = 5 Hz)		72 dB
Rauschspannung bezogen auf den Eingang bei		
$R_S = 10$ kΩ, $R_F = 1$ MΩ		150 μV_{ss}
Stromaufnahme		4 mA
Offset-Spannung in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung	$+U_B$	15 μV/%
	$-U_B$	23 μV/%
Inverterbetrieb ($R_S = R_F = 10$ kΩ)		
Kleinsignal-Bandbreite (– 3-dB-Punkt)		1 MHz
Bandbreite für Vollaussteuerung		8 kHz
Rauschspannung		0,8 mV_{ss}
Lastkapazität für 3 dB Frequenzüberhöhung		20 000 pF

Tabelle 4.6.1

($R_1 = 750\ \Omega$, $C_1 = 20\,000$ pF, $R_3 = 510\ \Omega$, $C_3 = 150$ pF, $C_2 = 0$)

Bandbreite für Vollaussteuerung	15 kHz
Maximale Spannungsänderung am Ausgang	0,4 V/μs
Rauschspannung ($R_S = 10$ kΩ, $R_F = 1$ MΩ, $C_F = 30$ pF)	10 μV_{ss}
Verstärker im Inverterbetrieb ($R_S = R_F = 10$ kΩ)	
Kleinsignal-Bandbreite (– 3 dB)	1 MHz
Bandbreite für Vollaussteuerung	15 kHz
Rauschspannung	120 μV_{ss}
Lastkapazität für 3 dB Frequenzüberhöhung	10 000 pF

Tabelle 4.6.2

4.7 Impedanzwandler

Bild 4.7.1 zeigt eine Schaltung, mit der Eingangsimpedanzen von mehr als 200 MΩ bei Ausgangsimpedanzen von weniger als 50 kΩ und einer Gesamtverstärkung von 1 erzielt werden können. Mit diesem Verstärker können Signale aus hochohmigen Quellen leistungsmäßig verstärkt werden. Zur Spannungsverstärkung kann an den Ausgang dieses Verstärkers ein normaler Gleichspannungsverstärker geschaltet werden, z. B. nach Bild 4.6.1.
Der Impedanzwandler besteht aus einer Differenzstufe am Eingang und einem npn- und pnp-Transistor mit hoher Stromverstärkung am Ausgang. Da die gesamte offene Verstärkung zur Rückkopplung benutzt wird, läßt sich eine sehr hohe Eingangsimpedanz erreichen.
Mit dem Potentiometer P_1 kann die Ausgangsspannung auf Null geregelt werden, falls der Eingang auf Masse liegt. Die Eigenschaften des Wandlers sind in Tabelle 4.7.1 wiedergegeben.

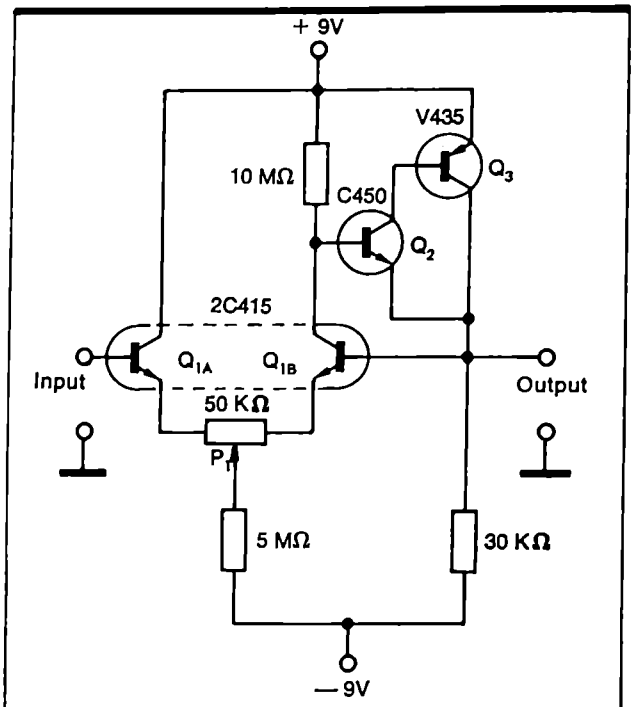


Bild 4.7.1. Impedanzwandler

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ... % (0,5 W), oder gleichwertige Typen.
2. Als Potentiometer kann z. B. Painton Bourn Typ 200 ... verden.

Stromaufnahme (ohne Eingangssignal)		0,3 mA
Spannungsverstärkung		1
Kleinsignal-Bandbreite (–3-dB-Punkt)		150 kHz
Bandbreite für Vollaussteuerung (5 V_{ss})		1 kHz
Ausgangsimpedanz		50 Ω
Eingangswiderstand		> 200 MΩ
Eingangsstrom (25 °C)		30 nA
Stromdrift		300 pA/°C
Spannungsdrift		150 µV/°C
Rauschspannung	$R_S = 0$	0,2 mV_{ss}
	$R_S = 1$ MΩ	0,4 mV_{ss}
Offset-Spannung in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung	$+U_B$	1,7 mV/%
	$-U_B$	1,2 mV/%

Tabelle 4.7.1

4.8 Differenz-Gleichspannungsverstärker mit sehr hohem Eingangswiderstand

Soll neben einem hohen Eingangswiderstand gleichzeitig eine möglichst hohe Verstärkung vorhanden sein, so erfüllt die Schaltung nach Bild 4.8.1 die meisten dieser Anforderungen. Es können damit kleine Signale aus hochohmigen Quellen gleichzeitig auf einen Signalpegel bis zu 5 V verstärkt werden. Tabelle 4.8.1 gibt die wichtigsten Eigenschaften dieses Verstärkers wieder. Mit dem Potentiometer P_1 kann die Ausgangsspannung auf Null gebracht werden, wenn beide Eingangsspannungen Null sind. Mit P_2 läßt sich die beste Gleichtaktunterdrückung einstellen.

Anmerkungen

1. Die mit einem Stern markierten Widerstände sollten eine Toleranz von ± 1% haben und eine möglichst hohe Stabilität besitzen (z. B. Erie Typ MOG 60 oder gleichwertige Typen).
2. Alle anderen Widerstände können vom Typ Erie 16 oder gleichwertigen Typen mit einer Toleranz von ± 5% (0,5 W) sein.
3. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200.
4. Als Kondensatoren können z. B. Erie Keramik Typ AD verwendet werden.

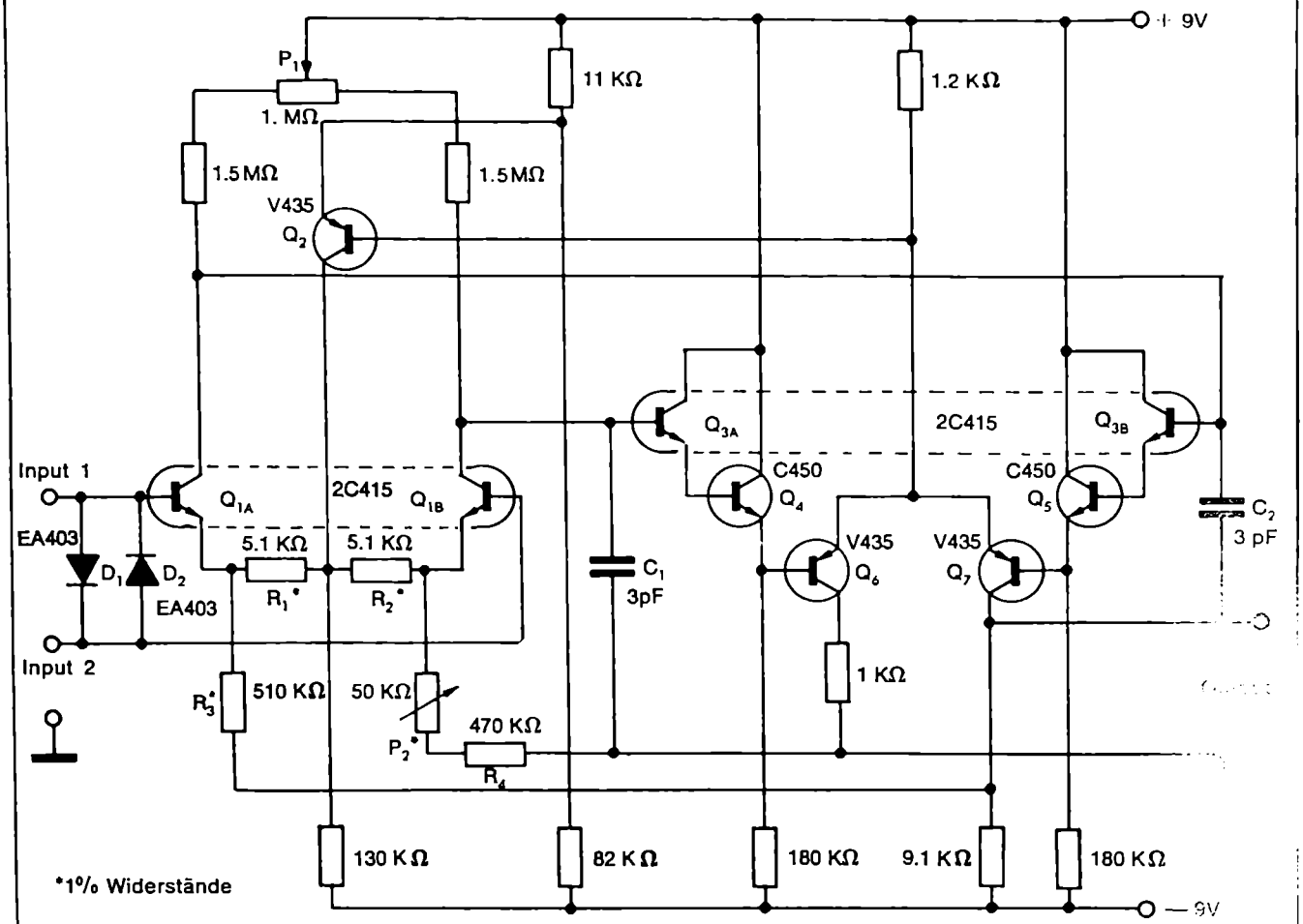


Bild 4.8.1. Differenz-Gleichspannungsverstärker mit sehr hochohmigem Eingangswiderstand

Offene Spannungsverstärkung		82 dB
Verstärkung mit Rückkopplung		40 dB
Kleinsignal-Bandbreite (–3 db-Punkt)		40 kHz
Bandbreite für Vollaussteuerung (± 5 V)		15 kHz
Maximale Gleichtakt-Eingangsspannung		± 5 V
Aussteuerfähigkeit		± 5 V
Maximale Spannungsänderung am Ausgang		1 V/μs
Gleichtaktunterdrückung ohne P_2-Abgleich ($R_3 = R_1$, f = 100 Hz)		73 dB
mit P_2-Abgleich (f = 100 Hz)		92 dB
Differenz-Eingangsimpedanz (f = 100 Hz)		80 MΩ
Gleichtakt-Eingangsimpedanz (f = 100 Hz)		> 100 MΩ
Ausgangsimpedanz (f = 100 Hz)		100 Ω
Basis-Eingangsstrom		20 nA
Eingangs-Offset-Strom		12 nA
Stromdrift (0 °C bis +50 °C)		150 pA/°C
Spannungsdrift		20 μV/°C
Rauschspannung bezogen auf den Eingang ($R_{S1} = R_{S2} = 10$ kΩ)		35 μV_{ss}
Offset-Spannung in Abhängigkeit von der Versorgungsspannung	$+U_B$	5 μV/%
($R_{S1} = R_{S2} = 10$ kΩ)	$-U_B$	25 μV/%

Tabelle 4.8.1

4.9 Elektronisches Gleichspannungs-Voltmeter

Mit Hilfe des in Kapitel 4.7 beschriebenen Impedanzwandlers kann ein Gleichspannungs-Voltmeter (Bild 4.9.1) zusammengeschaltet werden. Dabei liegt im Rückkopplungszweig ein 100-μA-Amperemeter (Vollausschlag). Ohne Eingangsspannungsteiler kann eine Spannung von 1,5 V gemessen werden. Durch den zusätzlichen Teiler kann der Eingangsspannungsbereich bis auf 1 500 V erweitert werden. Das Potentiometer P_1 dient dabei zur Nullstellung des Meßinstruments (Eingang kurzgeschlossen), und mit P_2 kann ein zweiter Null-Abgleich vorgenommen werden, falls der Eingang hochohmig gegen Masse gelegt wird. Für eine sehr genaue Messung und einen großen Toleranzbereich des Quellwiderstands muß dieser Abgleich sorgfältig vorgenommen werden. Die beiden Dioden schützen den Eingangsverstärker gegen Spannungsüberlastung. Die Eigenschaften der gesamten Schaltung sind in Tabelle 4.9.1 wiedergegeben.

Anmerkungen

1. Die Widerstände des Eingangsspannungsteilers sind nicht in der Normreihe enthalten. Die Genauigkeit der Spannungsmessung hängt unmittelbar von der Toleranz der im Eingangsteiler benutzten Widerstände ab.
2. Alle anderen Widerstände sind unkritisch und können ± 5% Toleranz (0,5 W) haben, z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen.
3. Ein geeignetes Potentiometer wäre z. B. Painton Bourn Typ 200.

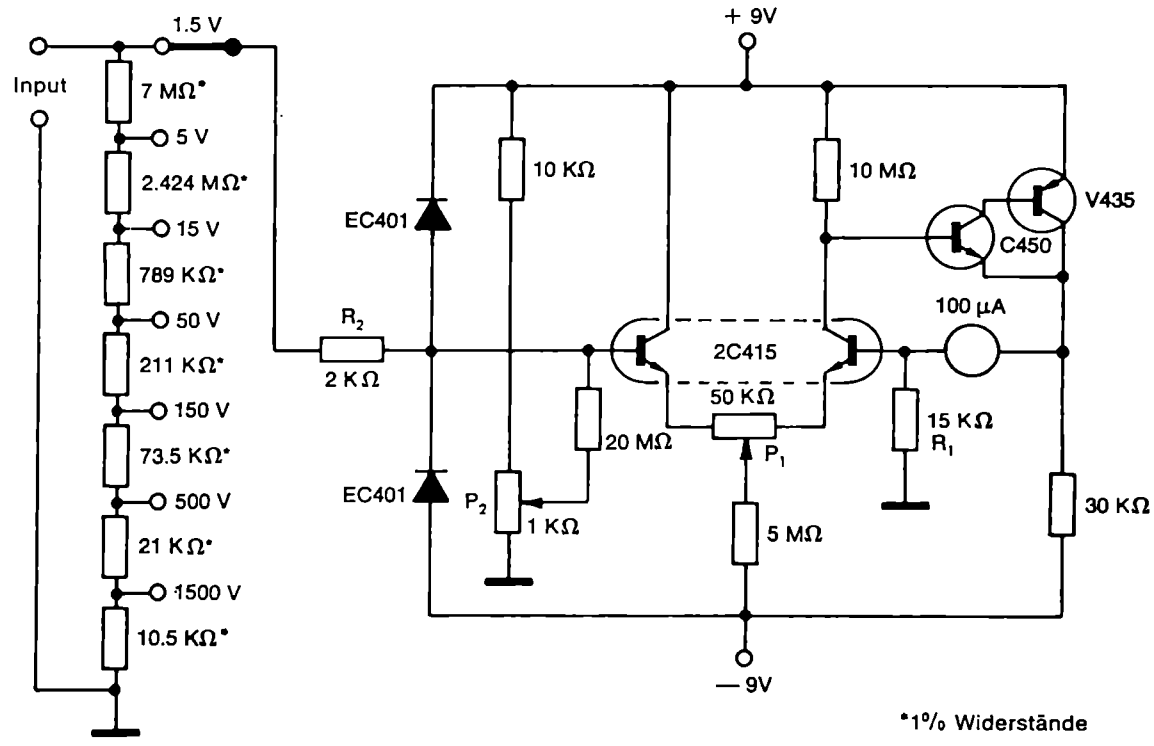


Bild 4.9.1. Gleichspannungs-Voltmeter

Bereich	1,5 – 5 – 15 – 50 – 150 – 500 – 1500 V bei Vollausschlag
Genauigkeit	± 2% bei Vollausschlag
Eingangswiderstand	6,6 MΩ im Bereich 1,5 V bei Vollausschlag ≥ 10 MΩ für andere Bereiche
Temperaturstabilität	0,4‰/°C
Fehlereinfluß der Versorgungsspannung	≤ 1% bei einer Spannungstoleranz von U_B ± 10%
Temperatur-Arbeitsbereich	Null bis + 50 °C

Tabelle 4.9.1

4.10 Ein empfindliches Gleichspannungs-Multimeter

Zusammen mit dem Gleichspannungsverstärker von Bild 4.8.1 kann durch zusätzliche passive Bauelemente ein empfindliches Gleichspannungs-Volt- und Amperemeter mit einem Vollausschlag von 10 mV im Spannungsmeßbereich und 100 nA Vollausschlag im Strommeßbereich aufgebaut werden. Durch einen Eingangswiderstandsteiler können Strom- und Spannungsbereiche erweitert werden. Die in Bild 4.10.1 gezeigte Schaltung hat einen Eingangswiderstand von 10 MΩ/V im Spannungsmeßbereich und einen Spannungsabfall von 10 mV im Strommeßbereich.
Der Schalter S 1 ist vierpolig und hat 10 Schaltstellungen. Der Schalter S 2 ist zweipolig und erfordert je sieben Arbeitskontakte. Die Verteilung der Anschlußkontakte beider Schalter geht aus Bild 4.10.1 hervor.
Das Potentiometer P_1 dient zum Null-Abgleich des Verstärkers nach Bild 4.8.1, wenn der Spannungsmeßbereich 10 mV eingeschaltet und der Eingang offen ist. Das Potentiometer P_2 ermöglicht die Symmetrierung der Eingangsspannung und gehört nicht zum Verstärker. Das in Bild 4.8.1 mit P_2 bezeichnete Potentiometer regelt die Gleichtaktunterdrückung. Die Eigenschaften dieses Multimeters sind in Tabelle 4.10.1 zusammengestellt.

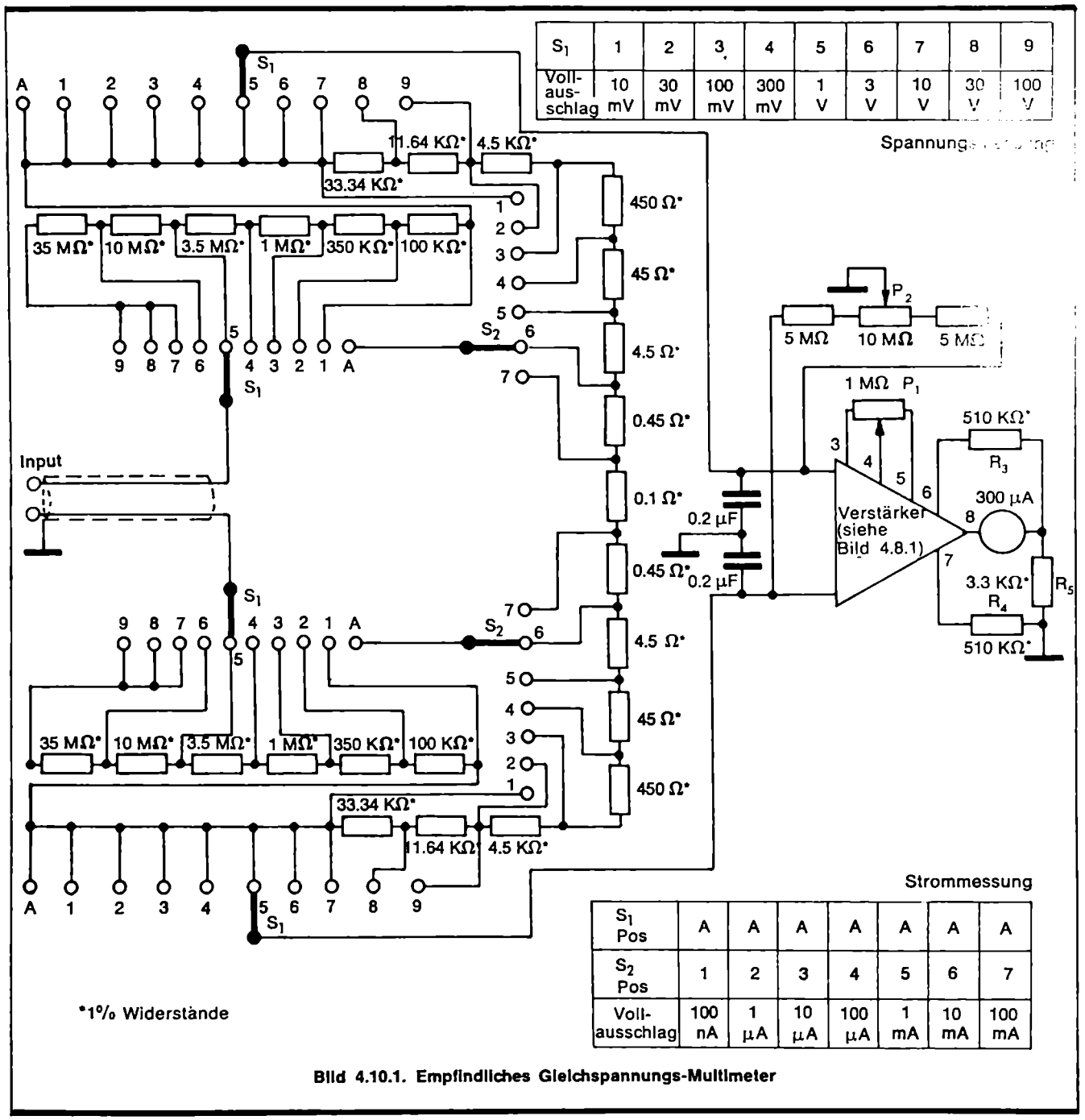


Bild 4.10.1. Empfindliches Gleichspannungs-Multimeter

Voltmeter	
Bereich	10 – 30 – 100 – 300 mV – 1 V – 3 V – 10 V – 30 V – 100 V
Eingangswiderstand	10 MΩ/V bis zu 100 MΩ/V, danach konstant
Amperemeter	
Bereich	0,1 – 1 – 10 – 100 µA – 1 mA – 10 mA – 100 mA
Spannungsabfall an dem Meßinstrument	10 mV
Versorgungsspannung	± 9 V
Stromaufnahme	2,6 mA
Genauigkeit (25 °C)	2%
Temperaturstabilität	0,35%/°C
Fehlereinfluß der Versorgungsspannung	≤ 1%, bei einer Spannungstoleranz von U_B ± 10%

Tabelle 4.10.1

Anmerkungen

1. Die mit einem Stern bezeichneten Widerstände bestimmen die gesamte Genauigkeit der Messung.
2. Die anderen Widerstände sind unkritisch und können aus der Toleranzreihe ± 5% (0,5 W) entnommen werden, z. B. Erie Typ 16 oder gleichartige Typen.
3. Ein geeignetes Potentiometer wäre z. B. Painton Bourn Typ 200.

5. Impuls- und Videoverstärker

5.1 Einführung

Impuls- und Videoverstärker sind im Prinzip breitbandige Wechselspannungsverstärker, die beim Anlegen eines Rechteckimpulses am Eingang ein möglichst geringes Überschwingen am Ausgang zeigen. Sie haben einen weiten Anwendungsbereich im Fernsehen und in der Radartechnik, aber auch dort, wo kleine Eingangsimpulse verstärkt werden müssen. Der in diesem Kapitel gezeigte Impulsverstärker kann für sich oder aber dort, wo große Ausgangsspannungen nötig sind, zusammen mit einer Ausgangsstufe für hohe Spannungen zusammengeschaltet werden.

5.2 Impulsverstärker für allgemeine Anwendungen

Der allgemeine Impuls- (oder Video-)Verstärker nach Bild 5.2.1 hat bei einer 50-Ω-Impedanz der Signalquelle eine Bandbreite von 50 MHz. Der Verstärker ist in Kaskaden-Schaltung aufgebaut, wobei das Ausgangssignal an dem emitterseitig wechselspannungsmäßig geerdeten Transistor angelegt wird. Verstärkt wird das Signal durch den in Basisschaltung betrie-

Spannungsverstärkung (bei 1 MHz)	20 dB
Bandbreite (3 dB unterhalb der Ausgangsamplitude 1,5 V_{ss}	100 Hz bis 50 MHz
Ausgangsamplitude (bei 20 kHz mit 10% Klirrfaktor)	2 V_{ss}

Tabelle 5.2.1

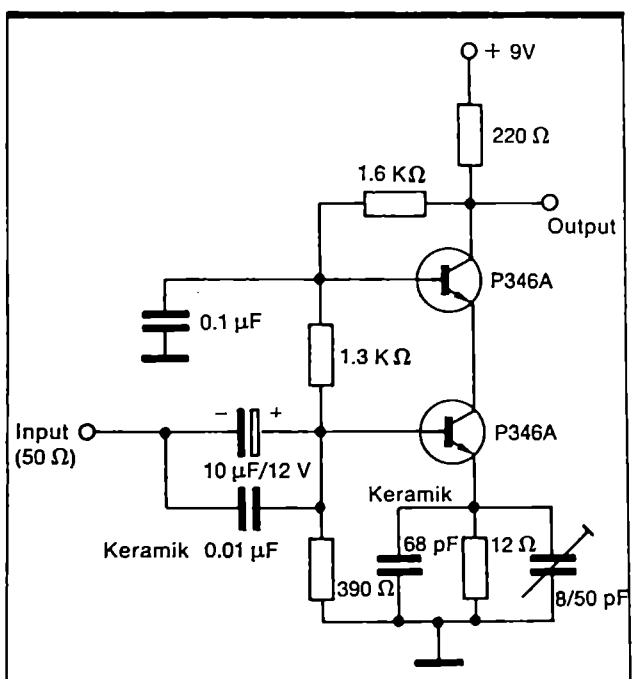


Bild 5.2.1. Impulsverstärker

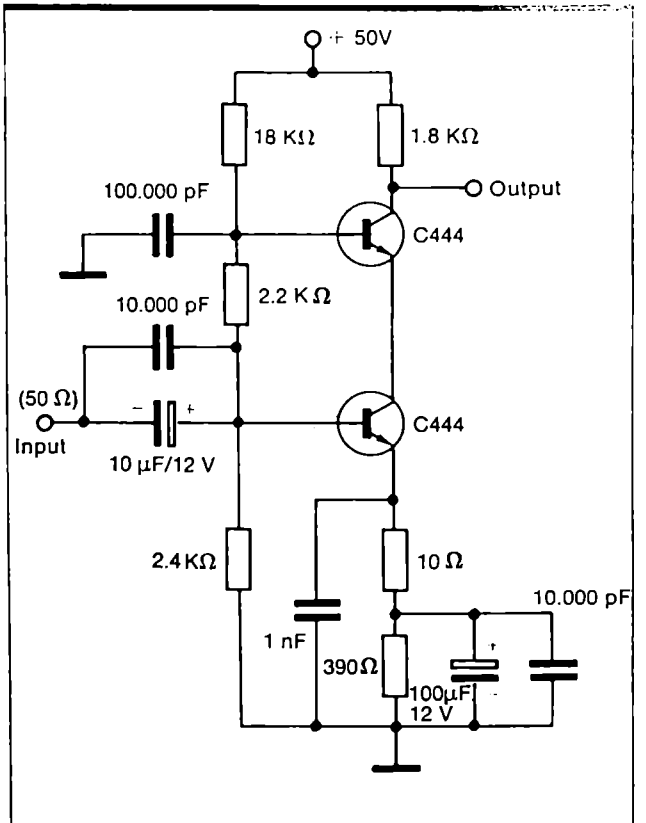


Bild 5.2.2.
Impuls-Endverstärker für hohe Ausgangsspannungen

Spannungsverstärkung (bei 1 MHz)	40 dB
Bandbreite (3 dB unterhalb 6 V_{ss})	100 Hz bis 30 MHz
Maximale Aussteuerfähigkeit am Ausgang (bei 20 kHz mit 3% Klirrfaktor)	30 V
Änderung der Ausgangsspannung	2,5 V/ns

Tabelle 5.2.2

benen Transistor. Beide Transistoren zeichnen sich durch eine hohe Stromverstärkung in einem weiten Kollektorstrombereich und eine hohe Übertragungsfrequenz aus. Die Eigeschaften dieser Schaltung sind in Tabelle 5.2.1 angegeben.

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ± 10% (0,5 W), oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Festkondensatoren sind z. B.:

Erie Typ AD	68	pF Keramik
Hunts Typ AD 6000	0,01	μF Keramik
Hunts Typ PW 109	10	μF 12 V
	0,1	μF Keramik

3. Geeignete Trimmerkapazitäten sind z. B. Erie 807 E oder gleichwertige Typen.
4. Mit der veränderbaren Kapazität kann ein Optimum des Überschwingens am Ausgang eingestellt werden.

Bild 5.2.2 zeigt einen Verstärker für hohe Ausgangsspannungen, die Eigenschaften davon sind in Tabelle 5.2.2 zusammengestellt.

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ± 10% (0,5 W), oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Kapazitäten sind z. B.:

Hunts Typ AD 6000	10 000	pF Keramik
Hunts Typ AD 6000	1 000	pF Keramik
Hunts Typ CSY 215	100 000	pF Keramik
Hunts Typ PW 112 A	100	μF 12 V
Hunts Typ PW 109	10	μF 10 V

6. Oszillatoren

6.1 Einführung

In diesem Abschnitt werden einige Beispiele für allgemein gebräuchliche Sinus-Oszillatoren angegeben. Alle Oszillatoren haben in dem positiven Rückkopplungszweig des Verstärkers ein frequenzselektives Netzwerk (siehe Bild 6.1.1). Das Rückkopplungs-Netzwerk kann durch eine Kombination von Widerständen und Kondensatoren (RC), Kondensatoren und Spulen (LC) oder aber in Fällen, in denen eine hohe Frequenzgenauigkeit gefordert wird, aus einem Quarzkristall bestehen. Bei Oszillatoren, in denen die frequenzbestimmenden Glieder aus Spulen und Kondensatoren bestehen, wird eine höhere Frequenzgenauigkeit und Stabilität erreicht als bei RC-Gliedern. Dies ist dadurch gegeben, daß die Frequenz im ersten Fall proportional $\frac{1}{\sqrt{LC}}$ und im zweiten Fall proportional $\frac{1}{RC}$ ist.

Für tiefere Frequenzen werden vorzugsweise RC-Glieder verwendet, da für LC-Glieder sehr große Induktivitäten nötig wären und diese oft aus wirtschaftlichen und räumlichen Gründen ungeeignet sind.

Beim Entwurf eines Oszillators muß berücksichtigt werden, daß die Schwingungsfrequenz von den frequenzbestimmenden Lastwiderständen abhängt. Für

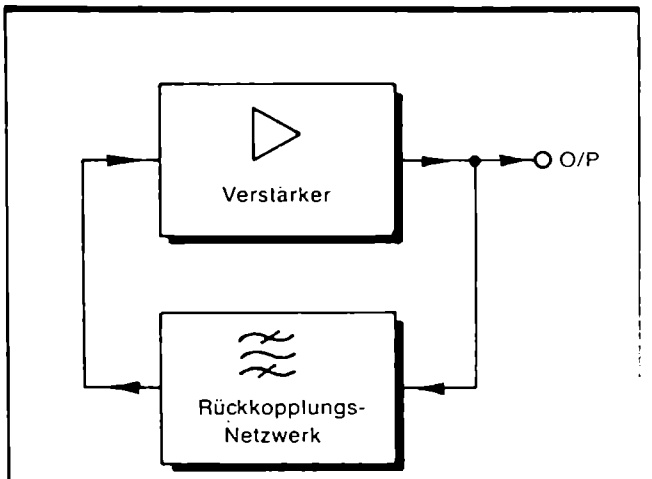


Bild 6.1.1. Blockschaltbild eines Oszillators

einen stabilen Oszillator, der eine ungedämpfte Schwingung abgeben soll, muß eine hohe innere Verstärkung erzeugt werden, und es ist ratsam, eine Trennstufe zwischen der eigentlichen Oszillatorstufe und deren Belastung vorzusehen.

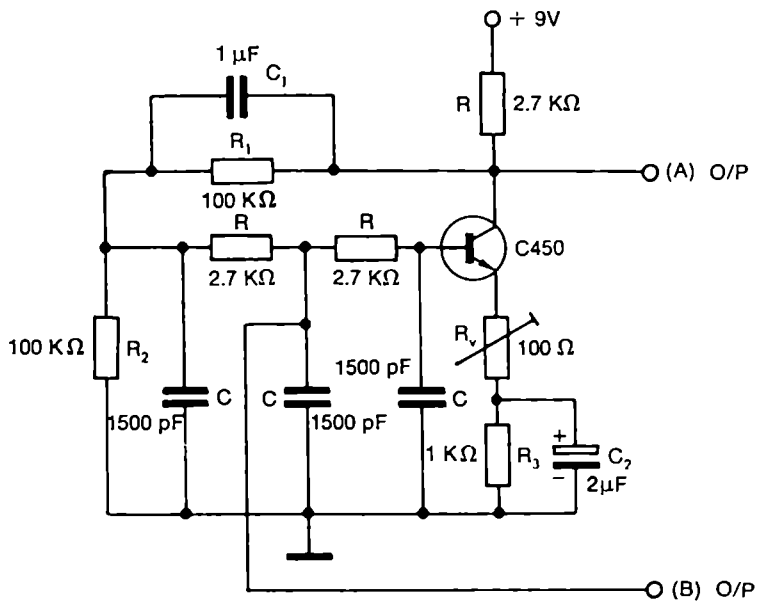


Bild 6.2.1. Phasendrehender Oszillator (100 kHz)

Frequenz	100 kHz
Ausgangsspannung am Punkt A bei einem Lastwiderstand von $R_L = 100\ k\Omega$	2 V_{ss}
Ausgangsspannung am Punkt B bei einem Lastwiderstand von $R_L = 1\ M\Omega$	0,6 V_{ss}
Klirrfaktor am Punkt A	3%
Klirrfaktor am Punkt B	1%
Temperaturbereich	Null °C bis + 75 °C
Stromaufnahme	1,5 mA

Tabelle 6.2.1

6.2 RC-Oszillatoren

Ein Beispiel für einen einfachen RC-Oszillator ist in Bild 6.2.1 angegeben. Dabei bestimmen die drei am Eingang liegenden RC-Glieder die Phasenverschiebung zwischen dem Kollektor und der Basis des Oszillator-Transistors. Mit den in dieser Schaltung gewählten Bauteilwerten beträgt die Schwingungsfrequenz ca. 100 kHz. Andere Oszillatorfrequenzen [illegible] Änderung der RC-Glieder nach der

$$f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi} \cdot \frac{1}{RC}$$

[illegible].

[illegible] sinnvoll, den Widerstand R möglichst im [illegible] 2,7 kΩ zu halten und das C-Glied zu [illegible]. Dort wo große Werte von C erforderlich werden, sollten die Glieder C_1 und C_2 ebenfalls vergrößert werden, nach der Beziehung

$$C_1 \quad C_2 \geq 10\ C\ (15\,000\ pF).$$

Die Oszillatorfrequenz kann sowohl an A als auch an B entnommen werden (Bild 6.2.1). Um eine Frequenzverstimmung zu vermeiden, sollte der Lastwiderstand am Punkt A größer als 100 kΩ und am Punkt B größer als 1 MΩ sein. Der Vorteil, das Ausgangssignal am Punkt B abzunehmen, liegt darin, daß die Tiefpaß-Charakteristik des RC-Netzwerkes weniger Oberwellen zeigt. Bei einer Ausgangsspannung von 0,6 V_{ss} am Punkt B ist der Klirrfaktor kleiner als 1%. Mit dem Potentiometer R_v kann die maximale Schwingamplitude eingestellt werden. Die Eigenschaften dieser Schaltung sind in Tabelle 6.2.1 wiedergegeben.

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ± 5% (0,5 W), oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.
   Hunts Typ MEW 92 T 2 µF 150 V
   Hunts Typ AD 6000 1500 pF Keramik
   oder gleichwertige Typen.
3. Für eine hohe Frequenzkonstanz ist es wichtig, daß die Werte R und C eng toleriert werden und eine hohe Langzeitkonstanz aufweisen: z. B. Erie Typ MOG 60, ± 1% Toleranz; Lemco Typ MR, ± 1% Toleranz, Glimmerkondensator, oder gleichwertige Typen.
4. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200.

Eine andere Form eines RC-Oszillators kann mit Hilfe eines doppelten T-Gliedes als Rückkopplung geschaltet werden. Bild 6.2.2 zeigt ein Beispiel dafür. Die in dieser Schaltung genannten Werte ergeben eine Schwingungsfrequenz von 1 kHz.
Die Schwingungsfrequenz wird bestimmt durch

$$f = \frac{1}{2\pi RC}$$

wobei $R_1 = R_2 = R_3 = 2R$

und $R_4 = \frac{R}{3}$

$C_1 = C$

$C_2 = \frac{C}{2}$

$C_3 = 3C$ ist.

Um für jede Frequenz eine Schwingung anzuregen, müssen geeignete Werte für C_1, C_2, C_3 ausgewählt werden. Mit dem Potentiometer R_v läßt sich die maximale Schwingungsamplitude einstellen. Die wesentlichen Eigenschaften dieser Schaltung sind in Tabelle 6.2.2 angegeben.

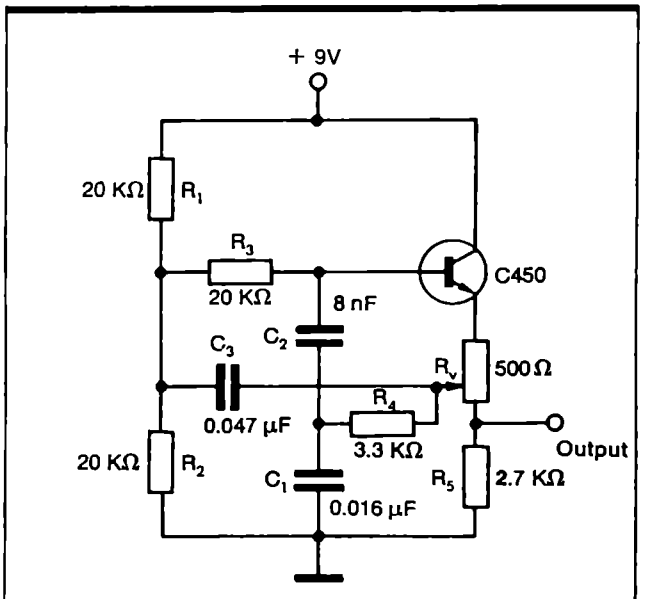


Bild 6.2.2. Oszillator mit doppeltem T-Glied (1 kHz)

Frequenz	1 kHz
Ausgangsspannung mit einem Lastwiderstand von R_L = 10 kΩ	4 V_{ss}
Klirrfaktor	0,7 %
Temperaturbereich	Null °C bis +75 °C
Stromaufnahme	1,3 mA

Tabelle 6.2.2

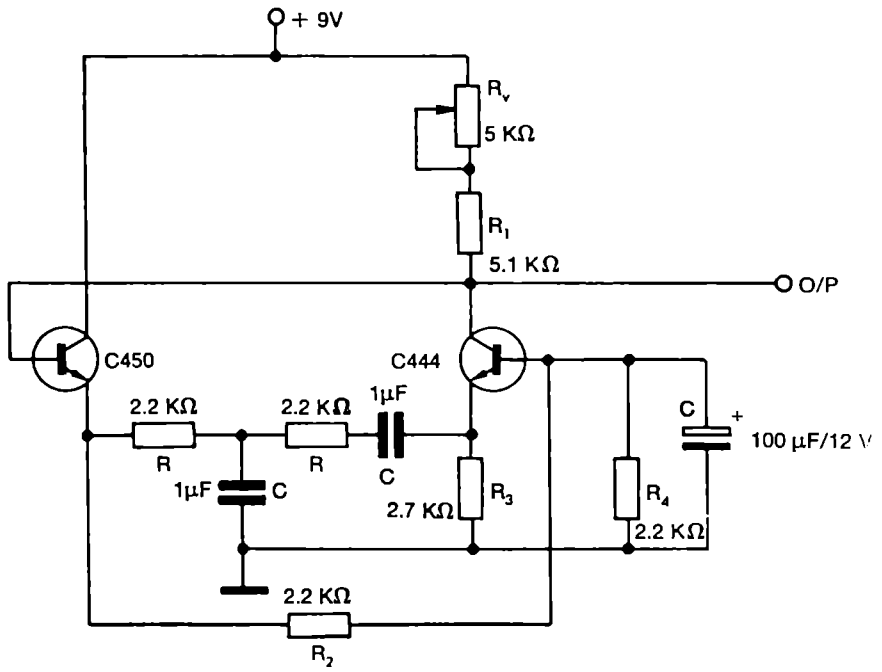


Bild 6.2.3. Wien-Brücke-Oszillator (75 Hz)

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ± 5% (0,5 W), oder gleichwertige Typen.
2. Um eine bestimmte Oszillatorfrequenz zu erhalten, müssen die Kondensatorwerte entweder ausgemessen oder aber versuchsweise durch Parallelschalten mehrerer Kondensatoren ermittelt werden.
3. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200.

Eine weitere Art des RC-Oszillators ist z. B. eine Schaltung nach dem Prinzip der Wien-Brücke (Bild 6.2.3). Mit den in dieser Schaltung angegebenen Werten entsteht eine Schwingungsfrequenz von 75 Hz. Diese Frequenz wird wiederum bestimmt durch die Gleichung

Frequenz	75 Hz
Ausgangsspannung mit einem Lastwiderstand von R_L = 100 kΩ	2,5 V_{ss}
Klirrfaktor	1%
Temperaturbereich	Null °C bis +75 °C
Stromaufnahme	1,6 mA

Tabelle 6.2.3

$$f = \frac{1}{2 \pi RC}$$

Für besondere Oszillatorfrequenzen muß jeweils ein passender C-Wert eingesetzt werden. Mit dem Regelwiderstand R_v läßt sich die maximale Ausgangsamplitude einstellen. In Tabelle 6.2.3 sind die wichtigsten Eigenschaften zusammengefaßt.

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ± 5% (0,5 W), oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ PW 112 A 100 µF 12 V
   Hunts Typ B 503 KY 1 µ Papier
   oder gleichwertige Typen.
3. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200.

6.3 LC-Oszillatoren

Für LC-Oszillatoren gibt es die verschiedensten Schaltungsmöglichkeiten. Das in Bild 6.3.1 angegebene Beispiel hat sich in vielen Fällen als sehr brauchbar erwiesen. In dieser Schaltung ist es wichtig, die Belastung am Schwingkreis möglichst klein zu halten, damit die Schwingungsfrequenz durch die Spule und die Kondensatoren und nicht durch fremde Einflüsse bestimmt wird. Tabelle 6.3.1 gibt die wichtigsten Eigenschaften wieder.

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ± 5% (0,5 W), oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Kapazitätswerte (Keramik oder Glimmer) können z. B. aus den Typen Hunts W 45 und W 95 ausgemessen werden.
3. Die Spule kann z. B. auf einen Ferritkern von Mullard, Typ S 14/8 und K 3.000.39 gewickelt werden.

6.4 Quarz-Oszillatoren

Überall dort, wo eine hohe Frequenzgenauigkeit und -konstanz erforderlich ist, ist es unerläßlich, einen Quarz als frequenzbestimmendes Glied einzusetzen. Es stehen Quarzkristalle für Frequenzbereiche von wenigen kHz bis zu 200 MHz zur Verfügung. Bis zu 20 MHz kann die Resonanz-Frequenz des Quarzes ausgenutzt werden. Für höhere Frequenzen ist ein

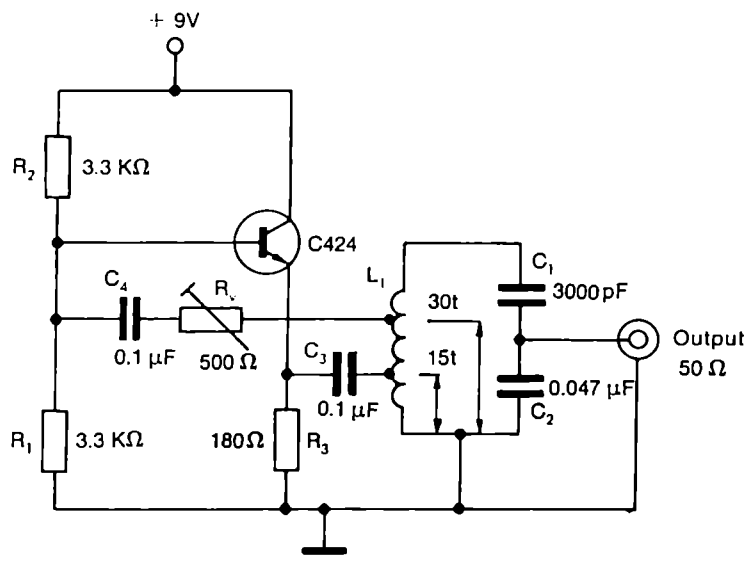


Bild 6.3.1. LC-Oszillator (1 MHz)

Frequenz	1 MHz
Ausgangsspannung mit einem Lastwiderstand von $R_L = 50\ \Omega$	2 V_{ss}
Klirrfaktor	3%
Temperaturbereich	Null °C bis +75 °C
Stromaufnahme	2,3 mA

Tabelle 6.3.1

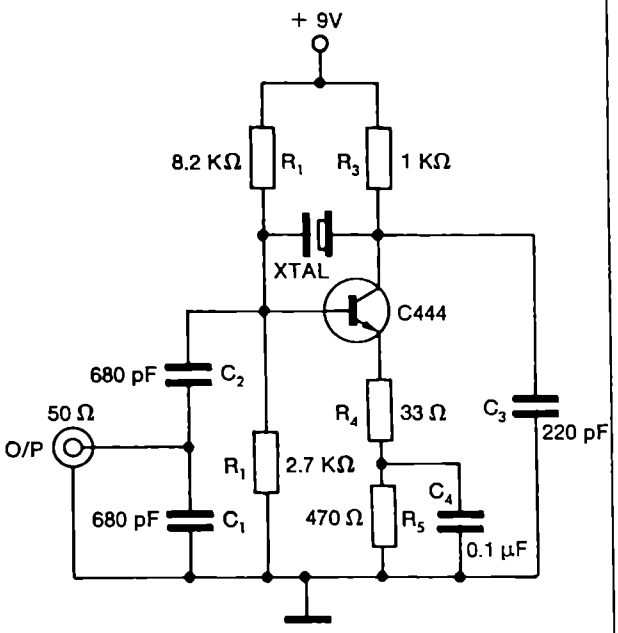


Bild 6.4.1. Quarz-Oszillator (10 MHz)

selektiv abgestimmter Kreis zum Aussieben von höheren Harmonischen der Kristall-Grundfrequenz erforderlich. Einen einfach aufgebauten Quarz-Oszillator zeigt Bild 6.4.1. Die Schaltung arbeitet mit der Resonanz-Frequenz des Quarzes und ein zusätzlicher selektiver Kreis ist nicht nötig. Der Quarzkristall ist ein Serienresonanz-Typ mit einem äquivalenten Widerstand von 20 Ω. Die Eigenschaften dieser Schaltung sind in Tabelle 6.4.1 zusammengestellt.

Für höhere Frequenzen ist ein sogenannter Oberwellen-Quarz erforderlich. Bei Schaltungen, in denen dieser Quarztyp eingesetzt wird, ist ein zusätzliches Bandfilter (Schwingkreis) notwendig, um die nicht erwünschten Harmonischen und die Grundfrequenz auszusieben. Eine nach Bild 6.4.2 ausgeführte Schaltung ist für Höchstfrequenzquarze bis zu 200 MHz geeignet. Tabelle 6.4.2 gibt die Daten dieser Schaltung für einen 50-MHz-Oszillator.

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ± 5% (0,5 W), oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Kondensatoren können z. B. aus den Typenreihen Hunts W 45 oder Erie Typ [illegible] gewählt werden.
3. Ein passender Quarz muß entsprechend [illegible] triebsbedingungen ausgewählt werden.

Frequenz	**10 MHz**
Ausgangsspannung bei einem Lastwiderstand von $R_L = 50\ \Omega$	1 V_{ss}
Frequenzstabilität bei einer Änderung der Versorgungsspannung von ± 20%	$1{,}10^{-6}$
Stromaufnahme	4,5 mA

Tabelle 6.4.1

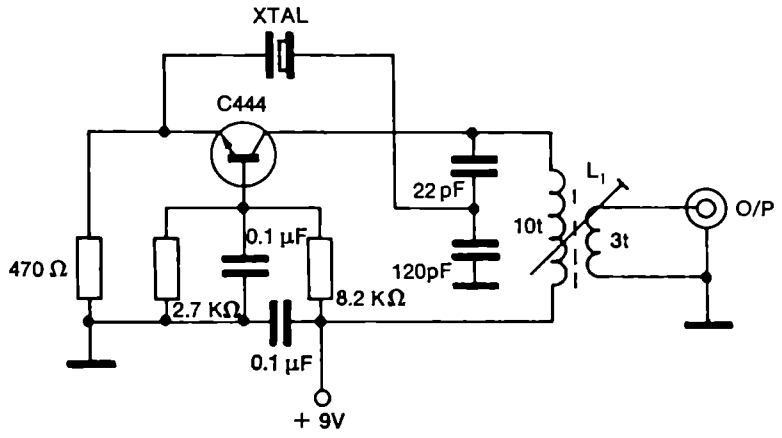


Bild 6.4.2. 50-MHz-Quarz-Oszillator

Frequenz	50 MHz
Ausgangsspannung mit einem Lastwiderstand von $R_L = 50\ \Omega$	0,2 V_{ss}
Stromaufnahme	3,5 mA

Tabelle 6.4.2

7. Multivibratoren

7.1 Einführung

Multivibratoren sind die meist gebrauchte Art von Rechteckgeneratoren. Sie werden in digitalen Systemen überall dort eingesetzt, wo keine hohen Anforderungen an die Frequenzgenauigkeit und -konstanz gestellt werden. Sie werden aber auch in getriggerter Form zur Frequenzteilung verwendet. Die am weitesten verbreitete Schaltung der Multivibratoren ist die nach Eccles-Jordan (kreuzweise gekoppelt), von der in diesem Abschnitt ein Beispiel gezeigt wird. Von einer anderen Ausführung der Multivibratoren mit der sogenannten Emitterkopplung wird gleichfalls ein Beispiel gegeben.

7.2 Kreuzweise gekoppelter Multivibrator

Dieser Typ von Multivibratoren (nach Eccles-Jordan) besteht aus zwei Schalttransistoren, die kreuzweise über ein RC-Netzwerk vom Kollektor des einen Transistors zur Basis des anderen Transistors bzw. umgekehrt verbunden sind (siehe Bild 7.2.1). Die beiden Transistoren werden wechselweise durchgeschaltet. Wenn ein Transistor durchgeschaltet ist, wird über den an diesem Kollektor angeschlossenen Kondensator ein negativer Impuls erzeugt, der den anderen Transistor sperrt. Danach wird dieser Kondensator über den 15-kΩ-Widerstand umgeladen. Nach einer bestimmten Zeit steht eine genügend hohe positive Spannung zwischen R und C, so daß jetzt der andere Transistor durchgeschaltet werden kann. Dies hat zur Folge, daß der vorher durchgeschaltete Transistor

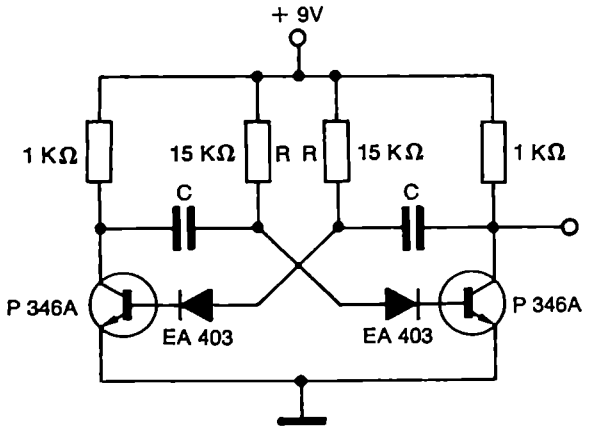


Bild 7.2.1. Eccles-Jordan-Multivibrator (kreuzweise gekoppelt)

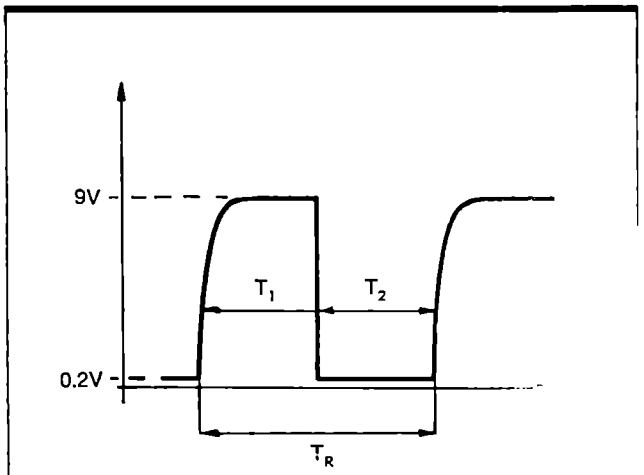


Bild 7.2.2. Impulsform des Multivibrators

über den anderen Kondensator einen negativen Impuls erhält und dadurch gesperrt wird. An dem Kollektor des jetzt gesperrten Transistors entsteht eine positive Impulsflanke, die über den Kondensator das Durchschalten des bereits angesteuerten Transistors unterstützt. Ein gewisser Nachteil dieser Schaltung ist, daß die Impuls-Anstiegzeit einer Exponentialfunktion folgt, was besonders bei großen Kapazitätswerten störend in Erscheinung tritt.
Eine prinzipielle Kurvenform des in Bild 7.2.1 dar-

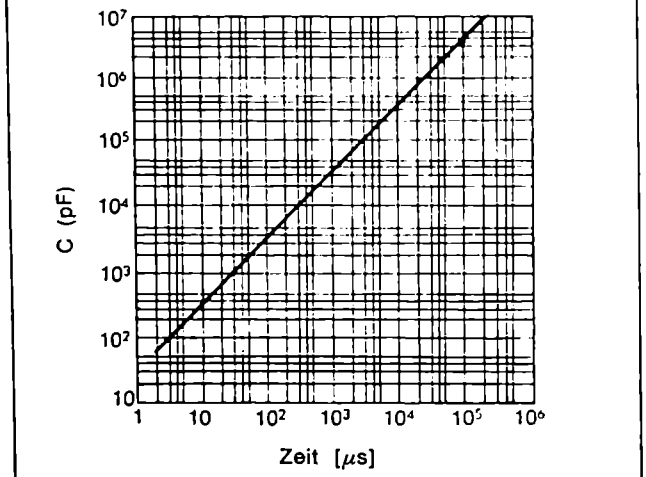


Bild 7.2.3. Schwingungsdauer in Abhängigkeit von dem zeitbestimmenden Kondensator

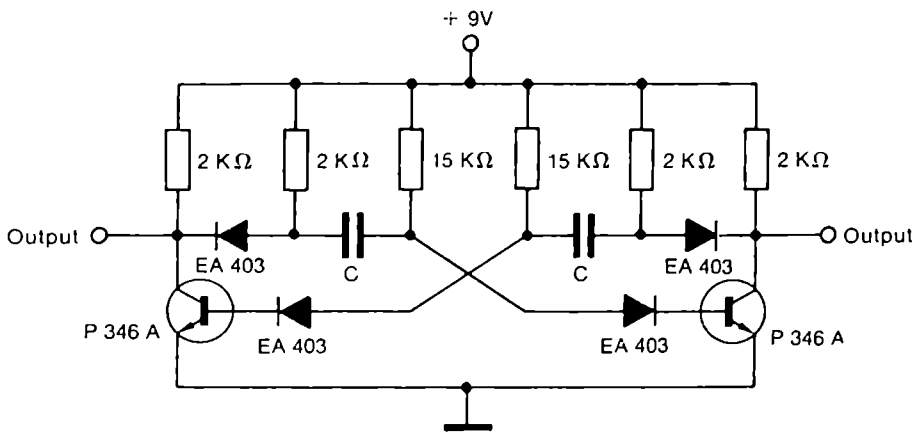


Bild 7.2.4. Eccles-Jordan Multivibrator, erweitert

gestalteten Multivibrators zeigt Bild 7.2.2. Mit den in dieser Schaltung angegebenen Werten beträgt das Tastverhältnis etwa 1 : 1, und die Periodendauer T läßt sich mit der Beziehung

$$T = 1{,}38\ CR$$

ermitteln, wobei T die Zeit für eine vollständige Schwingung ist.

In der graphischen Darstellung Bild 7.2.3 ist die Abhängigkeit der Schwingungsdauer T von der Kapazität C bei konstantem R eingetragen. Die Frequenz kann durch folgende Beziehung bestimmt werden

$$f = \frac{1}{1{,}38\ CR}$$

Zu beachten ist, daß eine zu starke Belastung am Ausgang des Multivibrators sowohl auf die Frequenz, die Impulsform als auch auf das Tastverhältnis seinen Einfluß hat. In Schaltungen, bei denen eine exponentielle Kurvenanstiegsform nachteilig wäre, kann eine erweiterte Form der Schaltung nach Bild 7.2.1 angewendet werden. Ein solcher Multivibrator ist in Bild 7.2.4 dargestellt. Die zusätzlichen Dioden entkoppeln den Ausgang von den Kapazitäten, so daß die positive Anstiegsflanke sehr steil sein kann. Bild 7.2.5 gibt als Vergleich eine solche Ausgangskurvenform an. Mit dieser Schaltung können Anstiegzeiten von weniger als 1 μs und Abfallzeiten von 20 ns erzielt werden. Die Periodendauer bzw. die Frequenz kann nach dem Diagramm in Bild 7.2.3 bestimmt werden.

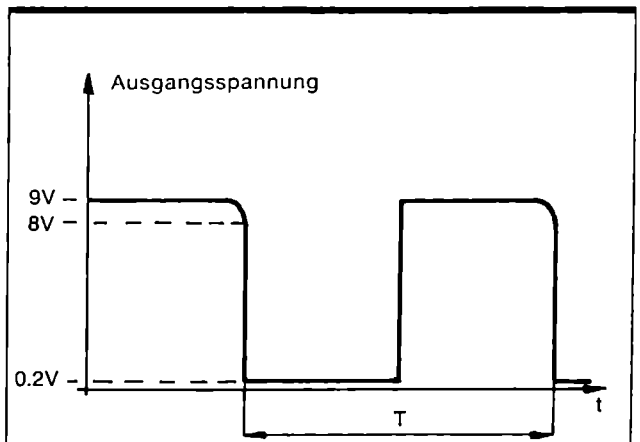


Bild 7.2.5. Impulsform des erweiterten Multivibrators

7.3 Emittergekoppelter Multivibrator

Die kreuzweise gekoppelten Multivibratoren nach Bild 7.2.1 und Bild 7.2.4 sind die meistgebrauchten Schaltungen für eine feste Frequenz. Werden variable Frequenzen erforderlich, müßten jeweils zwei Kapazitäts- bzw. zwei Widerstandswerte verändert werden, falls das Tastverhältnis konstant bleiben soll. Dieser

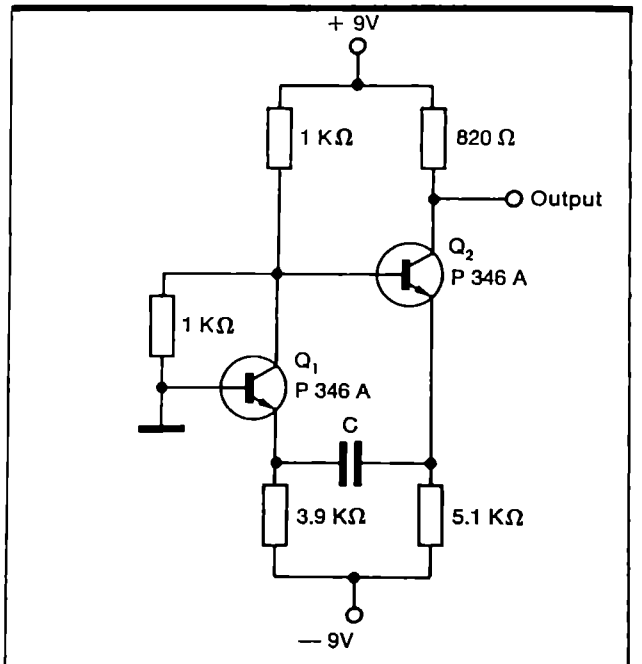


Bild 7.3.1. Emittergekoppelter Multivibrator

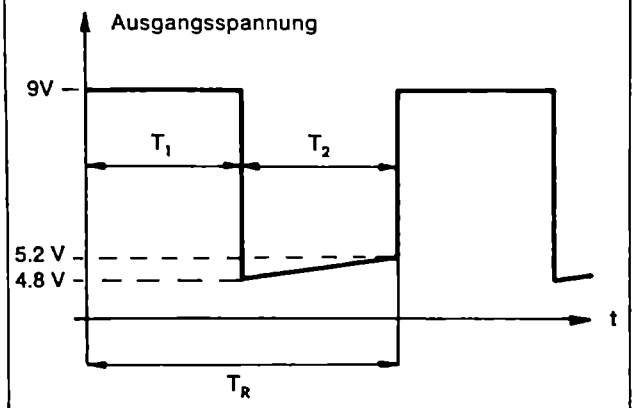


Bild 7.3.2. Impulsform des emittergekoppelten Multivibrators

Nachteil läßt sich mit einem emittergekoppelten Multivibrator nach Bild 7.3.1 beseitigen, da hierbei zur Frequenzänderung nur ein Kondensator abgestimmt werden muß. Ein anderer Vorteil dieser Schaltung ist, daß die Transistoren im ungesättigten Betrieb arbeiten und daher höhere Frequenzen erreichbar sind.
Der einzige Nachteil dieser Schaltung ist, daß zwei Spannungsquellen benötigt werden und der absolute Pegel der Ausgangsspannung nicht auf Null gelegt werden kann. Die beiden Transistoren werden auch hier wechselweise durchgesteuert. Wenn der Transistor Q_2 durchgesteuert wird, steigt die Spannung an seinem Emitter. Dieser positive Anstieg wird über den Kondensator auf den Emitter von Q_1 übertragen, so daß Q_1 gesperrt wird. Ist der Koppelkondensator umgeladen, fällt die Spannung am Emitter von Q_1 wieder ab, Q_1 beginnt zu leiten. Damit sinkt die Spannung an seinem Kollektor, und Q_2 wird gesperrt. Der Koppelkondensator wird nun so lange umgeladen, bis die Emitterspannung von Q_2 einen Wert erreicht hat, bei dem Q_2 wieder einschaltet. Damit wird eine Wie-

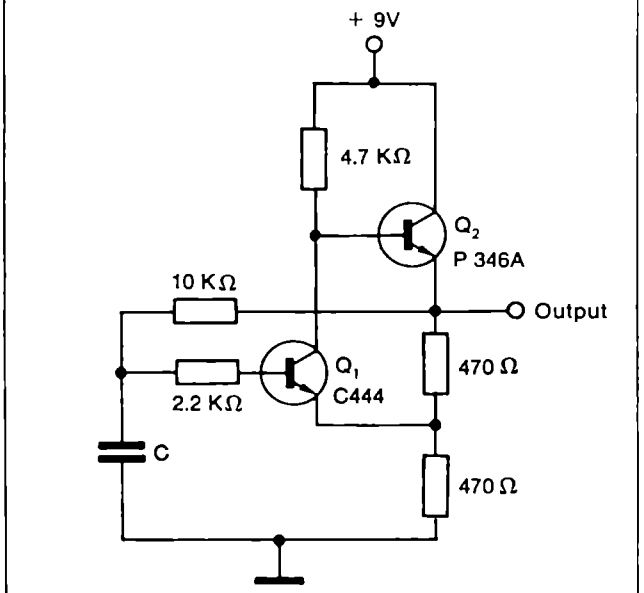


Bild 7.3.4. Multivibrator mit einem Kondens[illegible]

derholung des zuvor beschriebenen Abl[illegible] leitet.
Die übliche Kurvenform der Ausgangsspa[illegible] Bild 7.3.2 gezeigt. Mit den in Bild 7.3.1 ang[illegible] Werten läßt sich die Periodendauer in Ab[illegible] von der Kapazität C nach Bild 7.3.3 ermittel[illegible] terer Vorteil dieser Schaltung ist, daß der Ausgang nicht im Rückkopplungszweig liegt und daher die eingestellte Frequenz- und Kurvenform weitgehend unabhängig von der Ausgangsbelastung bleibt. Das Tastverhältnis ist etwa 1 : 1, und die Anstieg- und Abfallzeiten betragen weniger als 20 ns.
Eine andere Art des Multivibrators, bei der als frequenzbestimmendes Glied ebenfalls nur ein Kondensator C erforderlich ist und nur eine Versorgungsspannung benötigt wird, zeigt Bild 7.3.4. Wird z. B.

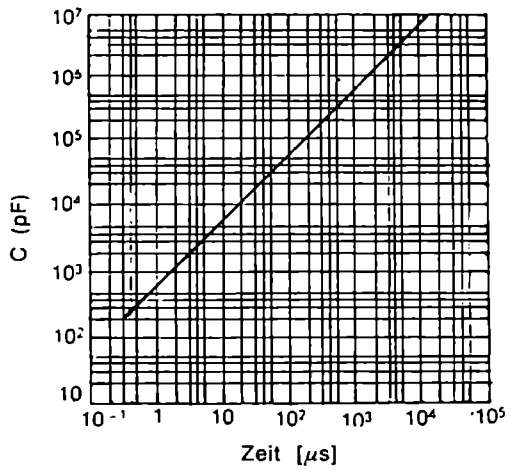


Bild 7.3.3. Periodendauer in Abhängigkeit von dem zeitbestimmenden Kondensator

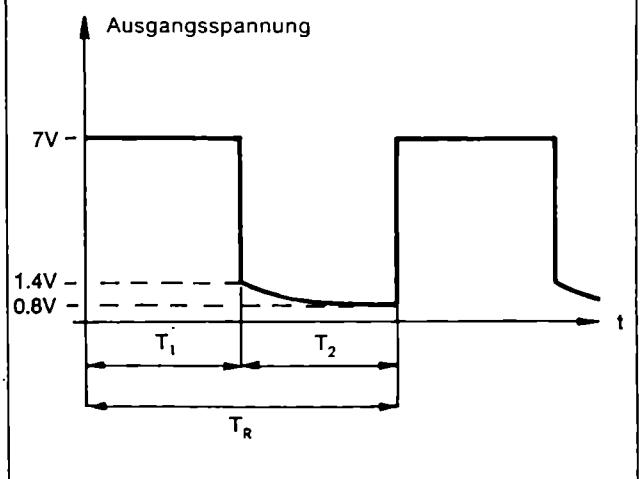


Bild 7.3.5. Impulsform des Multivibrators mit einem Kondensator

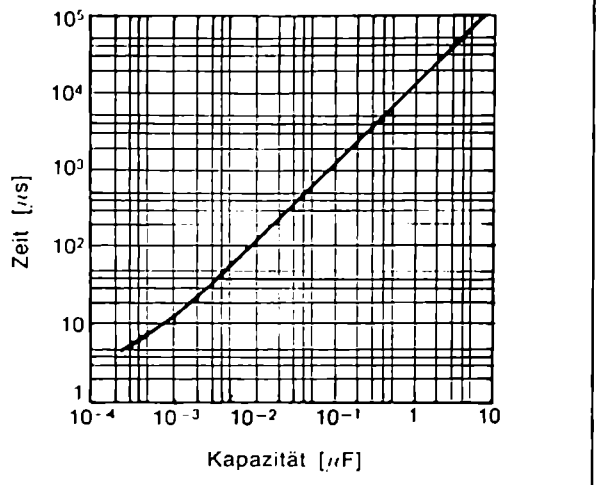


Bild 7.3.6. Periodendauer des Multivibrators in Abhängigkeit von dem zeitbestimmenden Kondensator

Q_2 leitend, so steigt die Spannung an dessen Emitter, damit steigt auch die Emitterspannung an Q_1, so daß Q_2 gesperrt wird. Die Kapazität C wird dabei bis zu einer Spannung geladen, bei dem Q_1 wieder leitend wird. Die Kollektorspannung an Q_1 sinkt damit ab und sperrt Q_2. Die Ausgangsspannung fällt nun ebenfalls ab, die Kapazität C wird entladen. Bei einem bestimmten Pegel ist die Spannung am Kondensator so klein, daß Q_1 wieder gesperrt wird. Danach wiederholt sich der Vorgang.

Eine gebräuchliche Kurvenform der Ausgangsspannung zeigt Bild 7.3.5. Den Zusammenhang zwischen der Periodendauer T und der Kapazität C gibt Bild 7.3.6 wieder. Das Tastverhältnis dieser Schaltung ist etwa 1 : 1, die Anstiegzeit der Ausgangsimpulse ist kleiner 200 ns und die Abfallzeit kleiner 150 ns.

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ± 5% (0,5 W), oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Kondensatoren können z. B. aus den Typenreihen Hunts W 45 oder Erie Typ AD ausgewählt werden.

7.4 Multivibrator mit monolithischen Schaltkreisen

Es ist in vielen Fällen wirtschaftlicher und sinnvoller, für Multivibratoren monolithische Schaltkreise einzusetzen. Für solche Fälle sei auf die SGS-Fairchild-Beschreibungen „Micrologic Handbook" und „Diode-Transistor Micrologic Handbook" verwiesen.

8. Impulsgeneratoren

8.1 Einführung

Impulsgeneratoren, die eine bestimmte Ausgangsamplitude und ein genaues Tastverhältnis erzeugen, können durch eine Vielzahl von Schaltungen realisiert werden. Eine gerne verwendete Grundschaltung ist die mit einer kreuzweisen Kopplung. In diesem Abschnitt wird eine Ausführung beschrieben.

8.2 Kreuzgekoppelte monostabile Schaltung

Ein Beispiel für eine kreuzgekoppelte monostabile Schaltung, auch unter der Bezeichnung monostabiler Multivibrator bekannt, ist in Bild 8.2.1 dargestellt. Im Ruhezustand ist Q_2 über den 22-kΩ-Widerstand und die Diode im Basiskreis leitend. Damit wird über den 10-kΩ-Widerstand der Transistor Q_1 gesperrt. Liegt ein positiver Impuls am Trigger-Eingang, so wird über den 100-pF-Kondensator der Transistor Q_1 leitend, und der an dem Kondensator C entstehende negative Impuls sperrt den Transistor Q_2. Dadurch steigt die Kollektorspannung an Q_2 an und hält den leitenden Zustand so lange aufrecht, bis der Kondensator C aufgeladen ist. Danach wird Q_2 wieder über den 22-kΩ-Widerstand und die Diode leitend und Q_1 gesperrt. Dieser Zustand bleibt so lange erhalten, bis ein neuer positiver Trigger-Impuls eintrifft. Die Impulsbreite T_D am Ausgang dieser Schaltung kann durch die Wahl des Kondensators C und des 22-kΩ-Widerstandes eingestellt werden. Es empfiehlt sich aber, nur den Kapazitätswert zu ändern. Die Impulsanstiegzeit beträgt etwa 100 ns und die Abfallzeit ca. 40 ns. Bild 8.2.3 gibt die Impulslänge T_D in Abhängigkeit wieder.

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ± 5% (0,5 W), oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Kondensatoren können z. B. aus den Typenreihen Erie AD 6000 oder Erie L 68, entsprechend den benötigten Werten, ausgesucht werden.

Ein Nachteil der in Bild 8.2.1 angegebenen Schaltung ist, daß eine verhältnismäßig große Erholzeit zwischen den möglichen Trigger-Impulsen benötigt wird. Wenn kurze Erholzeiten gefordert werden, kann eine Schaltung nach Bild 8.2.4 mit zwei komplementären Transistoren. Im Ruhezustand sind Transistoren durchgeschaltet, so daß Ausgang 1 an Masse liegt und Ausgang 2 nahe 9 V. Stellt eine positive Triggerflanke am Triggereingang an, so wird der pnp-Transistor Q_1 und über die Koppelkapazität C auch der npn-Transistor Q_2 gesperrt. Ist der Koppelkondensator über den 22-kΩ- und den 1-kΩ-Widerstand aufgeladen, wird Q_2 wieder leitend, so daß der Ausgang 1 wieder nahe an Masse-Potential liegt und damit auch Q_1 über den Spannungsteiler 4,7 kΩ und 10 kΩ geöffnet wird. Die Impulsbreite T_D hängt wiederum von der Größe des Koppelkondensators und von den beiden Widerständen (22 kΩ und 1 kΩ) ab. Eine übliche Impulsform dieser Schaltung ist in Bild 8.2.5 wiedergegeben, und aus Bild 8.2.3 geht der Zusammenhang zwischen der Impulslänge T_D und dem

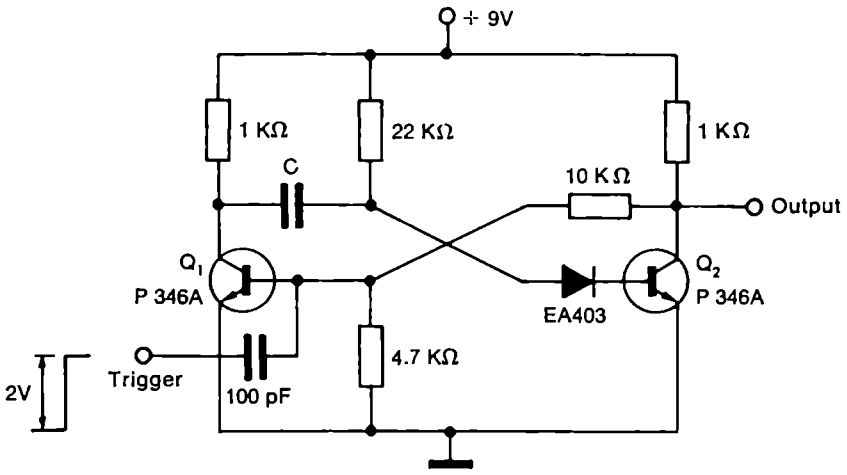


Bild 8.2.1. Kreuzgekoppelte monostabile Schaltung

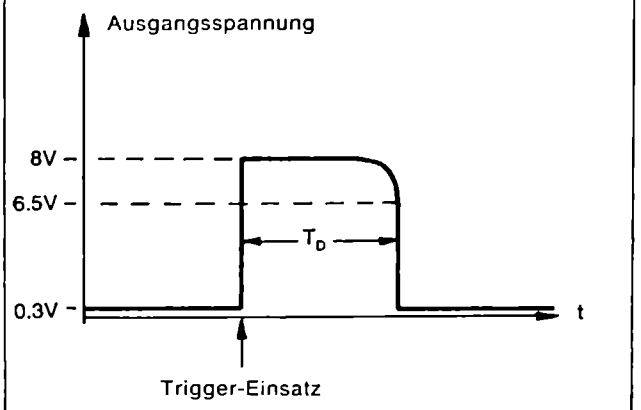


Bild 8.2.2. Impulsform der kreuzgekoppelten monostabilen Schaltung

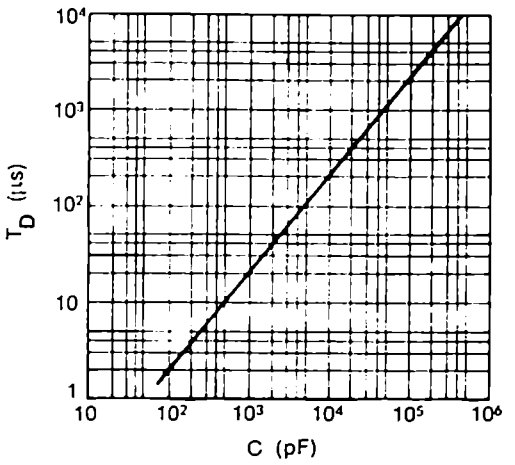


Bild 8.2.3. Impulslänge der monostabilen Schaltung abhängend von dem zeitbestimmenden Kondensator

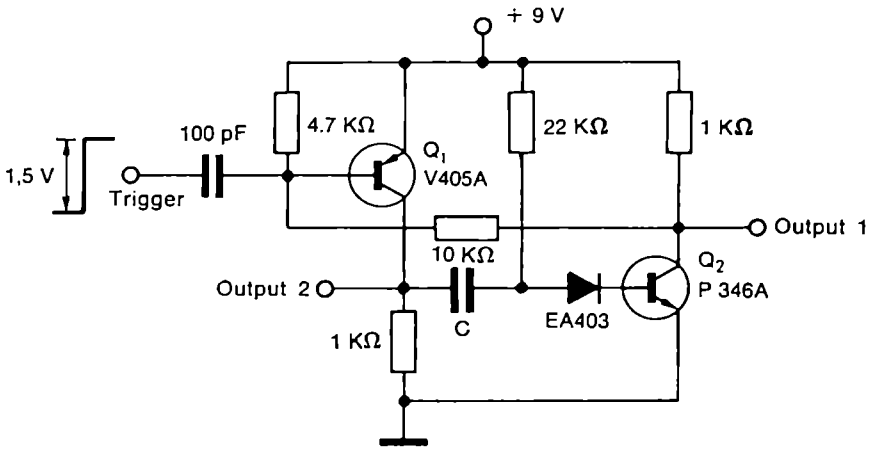


Bild 8.2.4. Monostabile Schaltung mit komplementären Transistoren

Kapazitätswert C hervor. Eine andere Art des monostabilen Multivibrators ist der emittergekoppelte Typ. Dieser hat den Vorteil, daß der Ausgang nicht im Rückkopplungszweig liegt und daher die Belastung des Ausgangs keinen Einfluß auf Impulsform und -breite hat. Ein Beispiel für eine solche Schaltung zeigt Bild 8.2.6 und die dazugehörige Ausgangskurvenform Bild 8.2.7, wobei die Impuls-Anstieg- und Abfallzeit kleiner als 50 ns ist. Die Abhängigkeit der Impulsbreite T_D von der Koppelkapazität C gibt Bild 8.2.8 wieder.

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, ± 10% Toleranz (0,5 W), oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Kapazitäten können z. B. aus den Typenreihen Hunts W 45 oder Erie AD ausgewählt werden

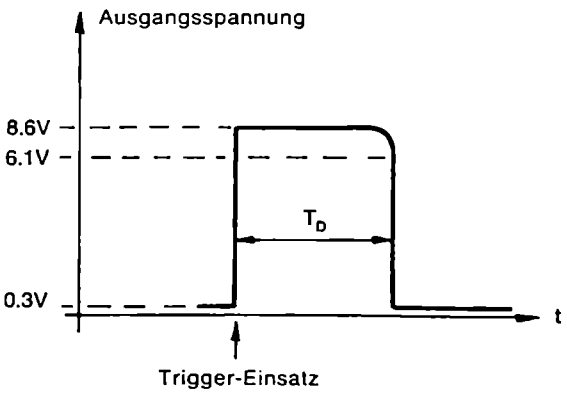


Bild 8.2.5. Impulsform der monostabilen Schaltung mit komplementären Transistoren

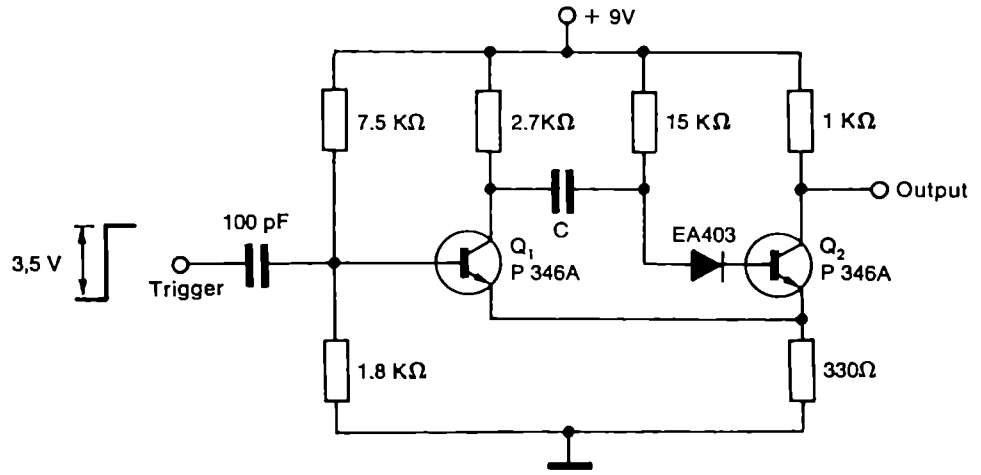


Bild 8.2.6. Emittergekoppelte monostabile Schaltung

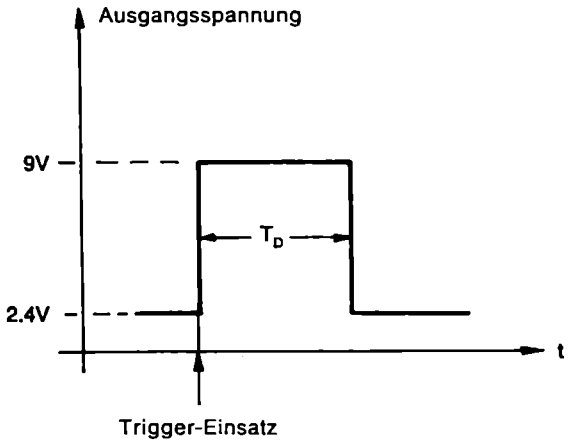


Bild 8.2.7. Impulsform der emittergekoppelten monostabilen Schaltung

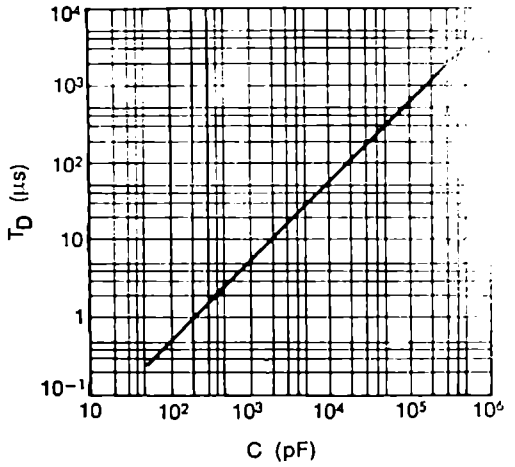


Bild 8.2.8. Impulslänge der monostabilen Schaltung von dem zeitbestimmenden Kondensator abhängend

8.3 Monostabile Multivibratoren mit monolithischen Schaltkreisen

Auch bei den Anwendungen dieser Impulsgeber ist es vielfach aus wirtschaftlichen und räumlichen Gründen sinnvoller, monolithische Schaltkreise einzusetzen. Beispiele dafür sind in den SGS-Fairchild-Beschreibungen „Micrologic Handbook" und „Diode-Transistor- Micrologic-Handbook" enthalten.

9. Bistabile Schaltungen

9.1 Einführung

Bistabile Schaltungen bilden in einer Vielzahl von digitalen Geräten die Grundbausteine. Mit ihnen können z. B. Zähler, Schieberegister und kurzzeitige Speicher aufgebaut werden. In den meisten Fällen wird es vorteilhafter sein, hierfür monolithische Schaltkreise einzusetzen. Beispiele dafür sind in den SGS-Fairchild-Publikationen „Micrologic Handbook" und „Diode-Transistor Micrologic Handbook" enthalten.
Unabhängig davon sind in diesem Kapitel einige Schaltungen mit getrennten Bauelementen angegeben, da hier wird die kreuzweise Kopplung bevorzugt, andere vorteilhafte Schaltung zur Nachbildung von Zählern benutzt als aktives Element einen gesteuerten Gleichrichter (SCR). Ein Beispiel ist in diesem Abschnitt enthalten.

9.2 Die Grundschaltungen

Die bistabile Grundschaltung nach Bild 9.2.1 kann über zwei Eingänge (1 und 2) an den Ausgängen 1 und 2 zwei stabile Zustände herstellen. Diese Form der Schaltung kann man z. B. verwenden, um Lampen anzusteuern oder Alarmanlagen auszulösen. Wird der Eingang 1 von einem positiven Impuls angesteuert, so geht Q_1 in den leitenden Zustand über,

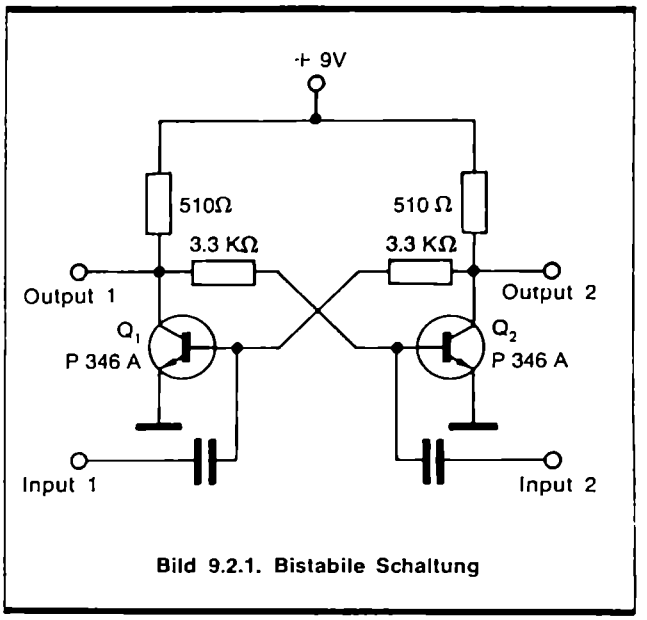


Bild 9.2.1. Bistabile Schaltung

und Q_2 wird über die Kreuzkopplung (3,3 kΩ) gesperrt. Damit ist die Spannung am Ausgang 2 ca +8 V und hält den Zustand über den anderen 3,3-kΩ-Widerstand bei Q_1 aufrecht. Sie Spannung am

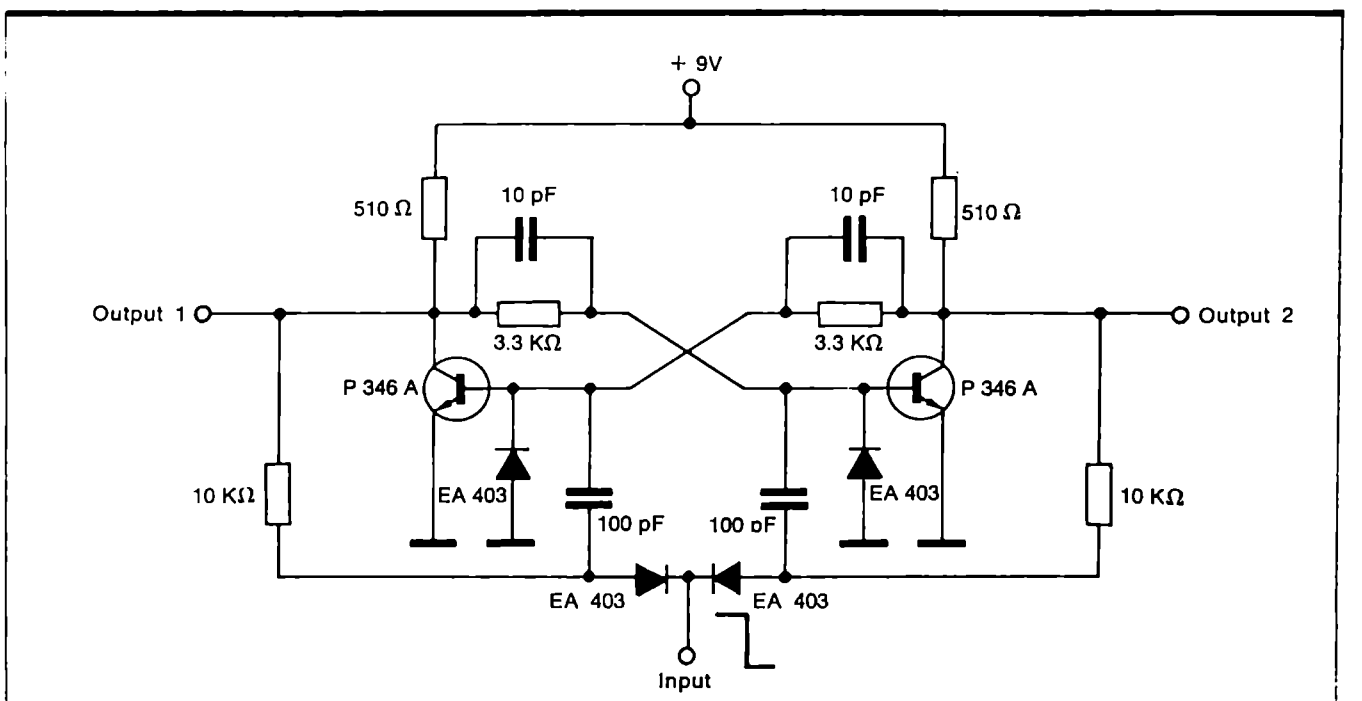


Bild 9.3.1. Binäre Schaltung

Ausgang 1 beträgt ca. + 0,2 V. Die Spannungen an den Ausgängen 1 und 2 bleiben jetzt so lange erhalten, bis am Eingang 2 ein erneuter positiver Impuls angelegt wird. Danach fällt der Ausgang 2 auf ca. +0,2 V ab, und der Ausgang 1 steigt auf +8 V.

Anmerkung

Geeignete Widerstände können eine Toleranz von ± 10% (0,5 W) haben, z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen.

9.3 Binäre Schaltungen

Eine binäre Schaltung ist ein bistabiler Schaltkreis, der nur einen Eingang und zwei Ausgänge hat und die beiden Ausgangszustände nach jedem Eingangsimpuls ändert. Diese Schaltung wird auch als T-Flip-Flop bezeichnet und bevorzugt als Frequenzteiler eingesetzt. Das Schaltungsbeispiel nach Bild 9.3.1 kann mit Eingangsfrequenzen bis zu 10 MHz arbeiten. Ein anderes Beispiel nach Bild 9.3.2 verarbeitet als höchste Frequenz ca. 50 MHz. In beiden Schaltungen sollte die Eingangssignalspannung zwischen 4,5 V und 9 V liegen. Die Abfallzeit der Eingangsimpulse muß kleiner 20 ns sein.

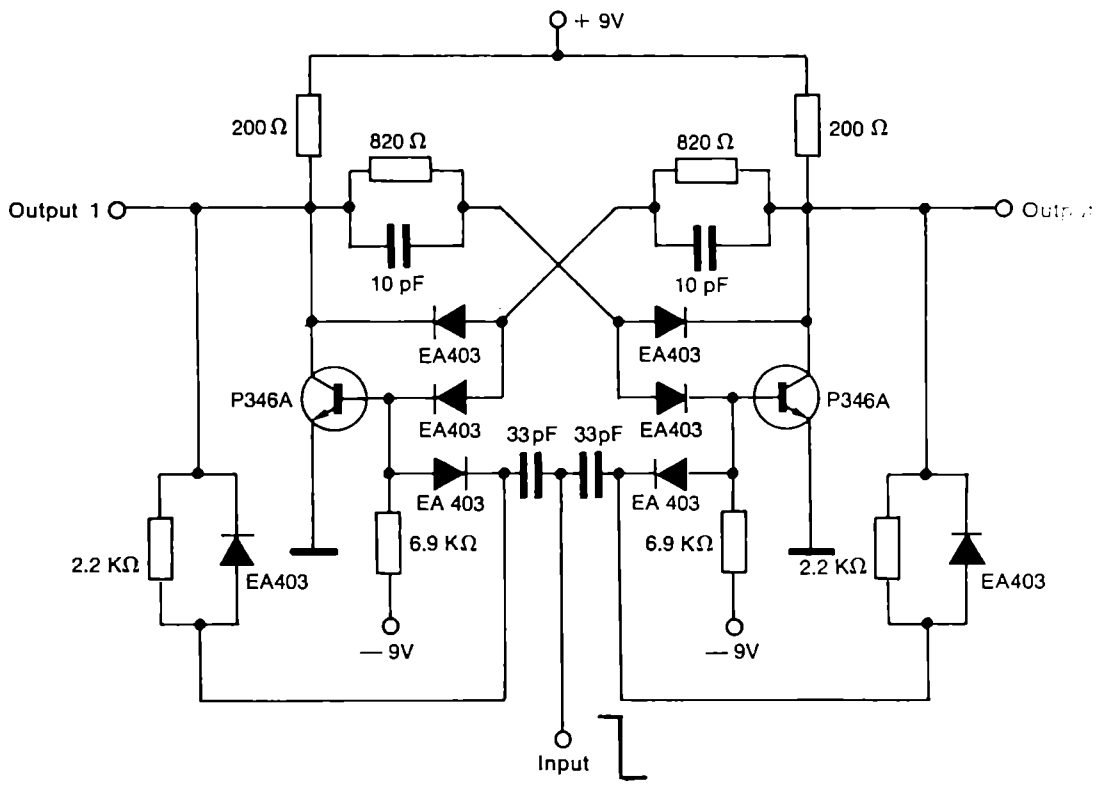


Bild 9.3.2. Binäre Schaltung für hohe Frequenzen (ca. 50 MHz)

In diesem Fall ist ein zusätzlicher Kontrolleingang der binären Schaltkreise erforderlich. Diese Zähler ändern ihren Zustand nur, wenn ein Trigger-Impuls auslöst und die anderen Eingänge in einem bestimmten Zustand sind. Die am häufigsten verwandte Form für den allgemeinen Anwendungsbereich ist ein R-S-Flip-Flop. Die bistabile Schaltung nach Bild 9.4.1, ein R-S-Flip-Flop, kann als binäres Element für dekadische Zähler verwendet werden. Es arbeitet bis zu einer Frequenz von 10 MHz und erfordert Eingangssignale zwischen 4,5 und 9 V mit einer negativen Flankensteilheit des Eingangsimpulses von weniger als 20 ns. Die Schaltung ändert ihre Ausgangszustände Q_1 und Q_2 auf der negativen Impuls-Eingangsflanke. Liegen die beiden R-S-Eingänge zwischen 0 und 1 V, werden sich die beiden Ausgänge bei einem Trigger-Impuls nicht ändern. Beträgt der Spannungspegel an den Eingängen R und S mehr als 1 V, dann ist der Ausgangszustand bei Anlegen eines Trigger-Impulses nicht bestimmt. Dieser Zustand sollte daher möglichst vermieden werden. Erst wenn der Eingang R auf mehr als 1 V liegt und S unterhalb 1 V, beträgt die Ausgangsspannung an Q_1 ca. 8 V. Liegt R auf weniger als 1 V und S auf einer Spannung größer als 1 V, so wird die Ausgangsspannung an Q_2 klein und an Q_1 groß. Sobald der Trigger-Impuls angelegt wird, um die Schaltung als binären Teiler auszulegen, bei der die Ausgänge Q_1 und Q_2 nach jedem Trigger-Impuls ihren Zustand ändern, sollte der Ausgang Q_1 mit R und Q_2 mit S verbunden werden. Auf diese Art können mehrere Flip-Flops, wie hier erwähnt, zur Nachbildung eines Zählers zusammengeschaltet werden.

9.4 Zähler

Bistabile Schaltungen (Flip-Flops) können zu dekadischen und anderen Zählern, bei denen keine reine binäre Teilung vorliegt, zusammengeschaltet werden.

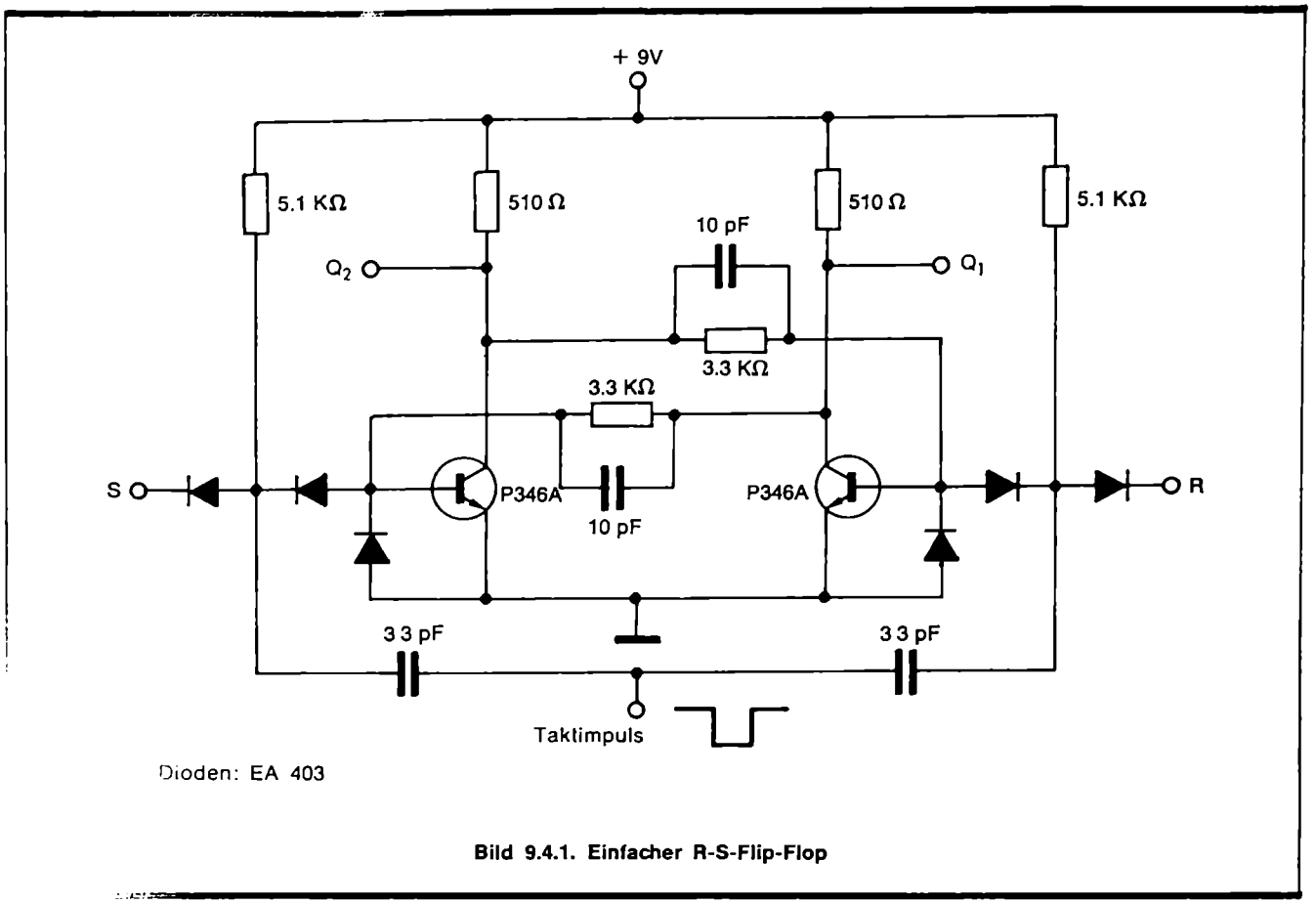


Bild 9.4.1. Einfacher R-S-Flip-Flop

Ein Beispiel dafür ist der dekadische Zähler nach Bild 9.4.2, der nach dem Code 1–2–4–8 arbeitet. Soll eine vollständige Dekodierung der jeweiligen Zähler-Ausgangszustände nach Bild 9.4.2 erfolgen, kann die Dioden-Dekodiermatrix nach Bild 9.4.3 verwendet werden.

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ± 5% (0,5 W), oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B. Erie Typ AD Keramik oder ähnliche Typen.

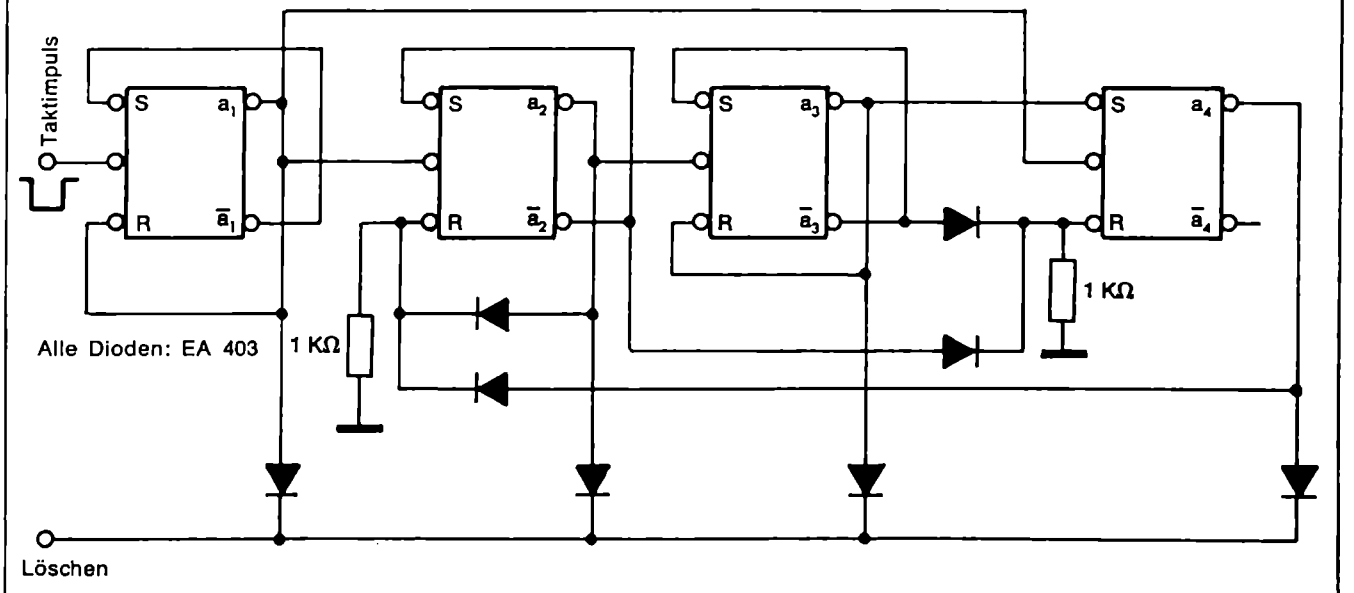


Bild 9.4.2. Dekadischer Zähler (Code 1, 2, 4, 8)

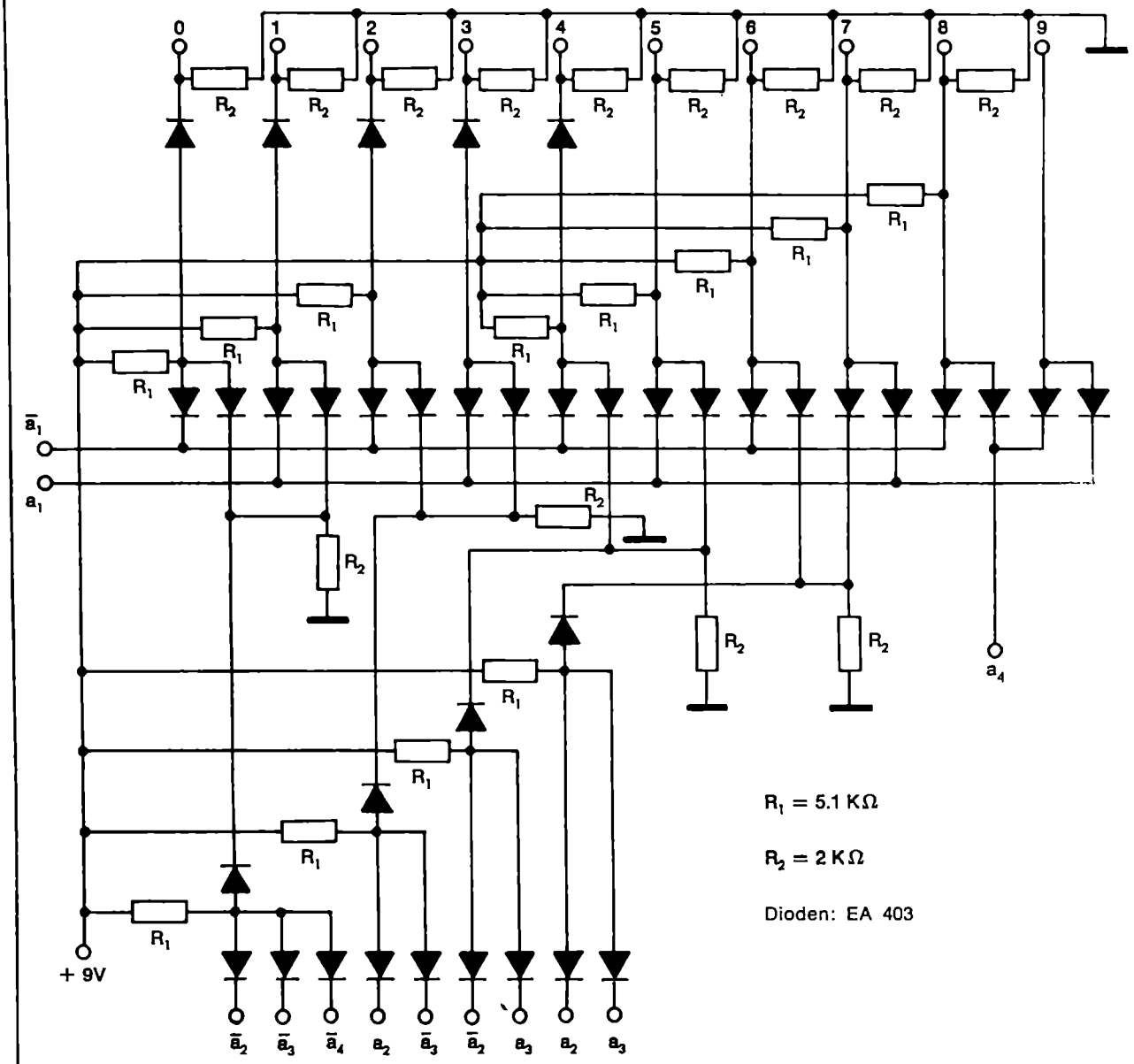


Bild 9.4.3. Dekodiermatrix (Code 1, 2, 4, 8)

Siliziumgesteuerte Gleichrichter (SCRs) können zum Aufbau von wirtschaftlichen Zählerschaltungen eingesetzt werden. Dabei dient der SCR als bistabiles Element. Wird eine positive Spannung an die Anode dieses Gleichrichters gelegt, bleibt er so lange gesperrt, bis ein kurzer positiver Impuls an das Gatter gelangt. Dadurch geht der SCR in den leitenden Zustand über und hält diesen so lange aufrecht, wie eine positive Anodenspannung vorhanden ist.

Der Ringzähler nach Bild 9.4.4 benutzt SCRs als bistabile Elemente. Zu jedem Zeitpunkt ist einer der SCRs leitend, und die anderen beiden sind gesperrt. Die Anode der leitenden Diode liegt auf einer kleinen Spannung, da sie über einen Arbeitswiderstand an 24 V liegt. Die Anoden der nicht durchgeschalteten Gleichrichter liegen auf einer hohen Spannung, da kein Strom in ihrem Arbeitswiderstand fließt. Die kleine Anodenspannung des leitenden SCRs bereitet nun die am Impuls-Eingang der nächsten Stufe liegende Diode in Durchlaßrichtung vor, so daß beim Anlegen eines Eingangsimpulses der nächste SCR durchgeschaltet wird. Da die Anoden der anderen SCRs auf einem hohen Spannungspegel liegen, werden über die anderen Dioden keine Eingangssignale durchgeschaltet. Der jetzt durchgeschaltete SCR erzeugt an seiner Anode eine negative Flanke, die über den Koppelkondensator von 0,1 μF die Anodenspannung des vorhergehenden SCRs unterhalb Null schaltet. Damit wird dieser stromlos, und nach der Umladezeitkonstante des Kondensators steigt die Anodenspannung des jetzt wieder gesperrten SCRs wieder bis auf annähernd 24 V.

Der Ringzähler kann beliebig erweitert werden, und der Schaltkreis setzt sich kontinuierlich nach rechts

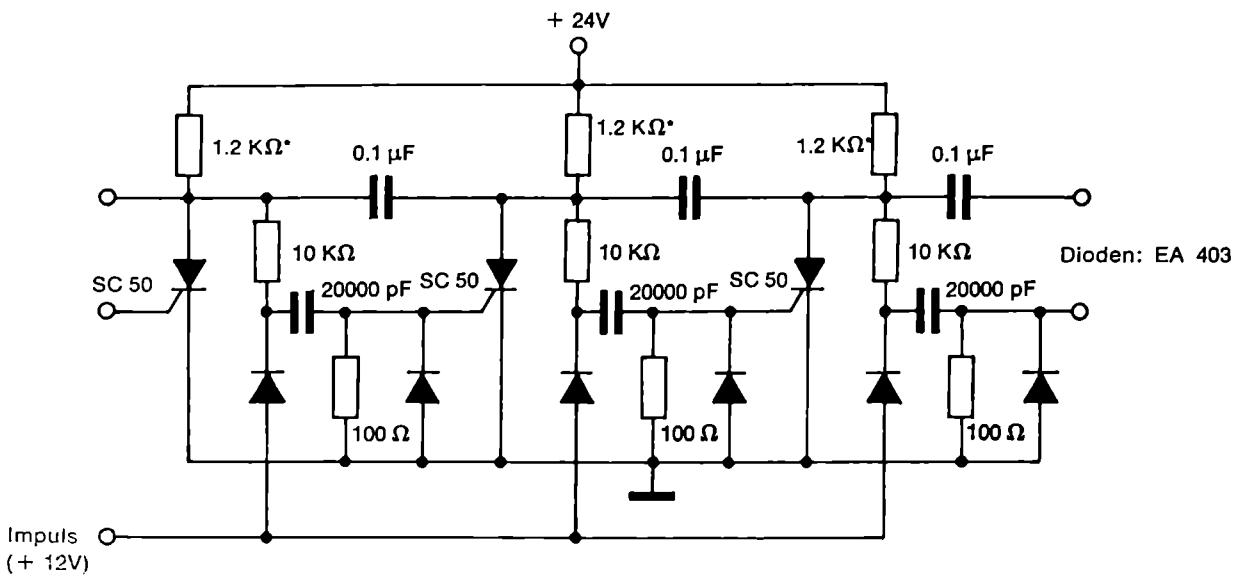


Bild 9.4.4. Ringzähler mit gesteuerten Gleichrichtern (SCR)

sammenschalten des einen Endes des
nsators mit der Anode des ersten SCRs
g geschlossen werden.
eit des Eingangsimpulses sollte kleiner
ein.
ese Form des Zählers ist besonders dort geeignet, wo eine Anzahl von Lampen oder Relais in einer bestimmten Folge zu schalten sind, da hier auch Leistungsverbraucher angeschlossen werden können, ohne daß dafür besondere zusätzliche Leistungsstufen erforderlich sind.

Anmerkungen

1. Bis auf die mit einem Stern bezeichneten Widerstände können alle aus der Toleranzreihe ± 10% (0,5 W) sein, z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen.
2. Die mit einem Stern bezeichneten Widerstände müssen eine Verlustleistung von 1 W bei einer Toleranz von ± 10% erlauben, z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen.
3. Geeignete Kapazitäten sind z. B.
   Hunts Typ AD 6000 20 000 pF Keramik
   Hunts Typ L 69 0,1 µF Papier
   oder gleichwertige Typen.

10. Logische Schaltkreise

10.1 Einführung

Viele Beispiele für die Anwendung von monolithischen Schaltkreisen sind in den SGS-Fairchild Publikationen „Micrologic Handbook" und „Diode-Transistor Micrologic Handbook" enthalten. Sie sollte man durcharbeiten, wenn es darum geht, ein größeres Gerät oder eine Anlage mit vielseitigen logischen Aufgaben zu entwerfen. In diesem Abschnitt sind einige Beispiele für konventionell aufgebaute Gatter angegeben, die zusammen mit Schaltungen in anderen Kapiteln dieses Buches arbeiten können. Durch die Wahl der Versorgungsspannung und die Ausbildung dieser Gatter können größere logische Pegel als bei monolithischen Schaltkreisen erzielt werden, so daß die anpassungsfähige Anwendung den wesentlichen Vorteil solcher konventionell aufgebauten Bausteine ausmacht. Die hier aufgeführten Beispiele beschränken sich auf zwei Grundtypen von logischen Schaltkreisen, nämlich die RTL (Widerstands-Transistor-Logik). Für eine eingehendere Beschäftigung mit logischen Schaltkreisen sei auf die Telekosmos-Monographien von Günther W. Schanz, „Bausteine der Digitaltechnik", und Heinrich Lange, „Elektronische Digitalrechner" hingewiesen.

10.2 RTL (Widerstands-Transistor-Logik)

10.2.1 RTL-NOR-Gatter

Das in Bild 10.2.1 gezeigte Gatter ist voll kompatibel mit der bistabilen Schaltung nach Bild 9.2.1 und Bild 9.3.1. Die Charakteristik dieses Gatters ist:

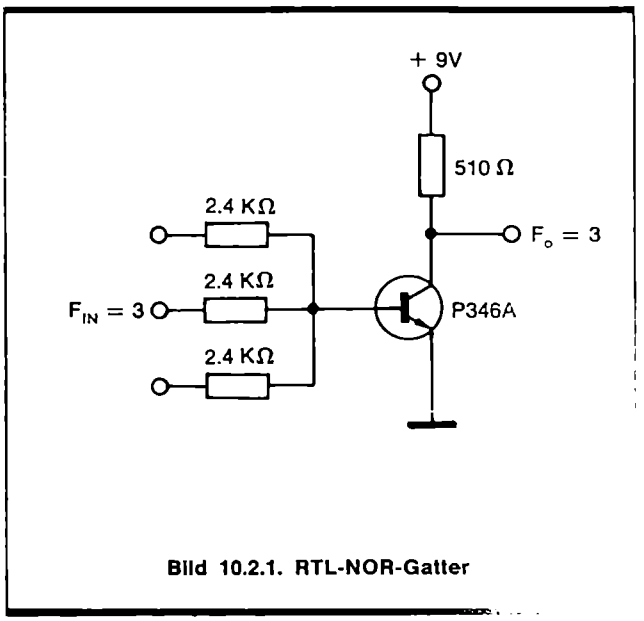


Bild 10.2.1. RTL-NOR-Gatter

Zahl der Eingänge	Fächerung im Ausgang
1	5
2	4
3	3

Mittlere Verlustleistung zwischen ein/aus = 80 mW
Die logische Funktion dieses Gatters ist vom Typ NOR (negierte Disjunktion), das heißt, wenn ein oder mehrere Eingänge auf einem hohen Pegel liegen, ist der Ausgangspegel niedrig.

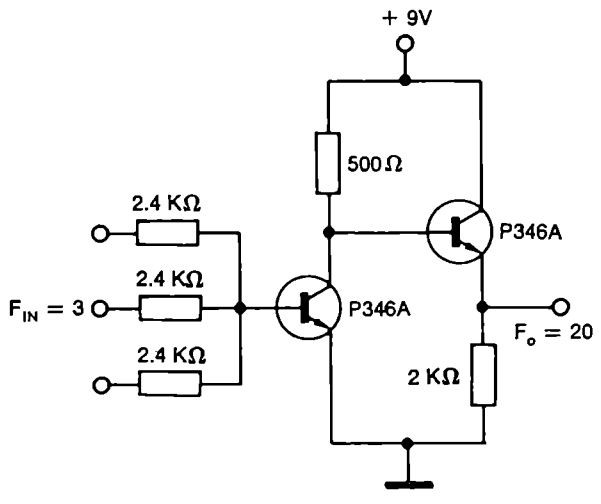


Bild 10.2.2. RTL-NOR-Gatter mit Pufferstufe

10.2.2 RTL-NOR-Gatter mit Pufferstufe

Soll der Ausgang eines Gatters mit mehr als der oben angegebenen (Abschnitt 10.2.2) Fächerung belastet werden, so ist eine sogenannte Pufferstufe erforderlich. Ein solches Gatter mit Pufferstufe zeigt Bild 10.2.2. Auch diese Schaltung ist kompatibel mit den Schaltungen nach Bild 9.2.1 und Bild 9.3.1. Sie hat folgende Eigenschaften:

Zahl der Eingänge	= 3
Fächerung im Ausgang	= 20
Mittlere Verlustleistung zwischen ein/aus im unbelasteten Zustand	= 100 mW

Der zweite Transistor arbeitet als „Emitterfolger" und verstärkt die schwachen Signale des NOR-Gatters, ohne gleichzeitig die Signalpolarität umzukehren.

10.3 DTL-(Dioden-Transistor-Logik)

10.3.1 DTL-NAND-Gatter

Das in Bild 10.3.1 gezeigte Gatter ist mit der bistabilen Schaltung nach Bild 9.4.1 kompatibel. Die Charakteristik ist:

Zahl der Eingänge	bis zu 50
Fächerung im Ausgang	= 5
Mittlere Verlustleistung ein/aus	= 10 mW

Die Funktion dieses Gatters für positive Logik ist vom Typ NAND (negierte Konjunktion; Umkehrung der UND-Funktion), d. h. liegen alle Eingänge auf einem hohen Pegel, ist der Ausgang auf einem niedrigen Pegel.

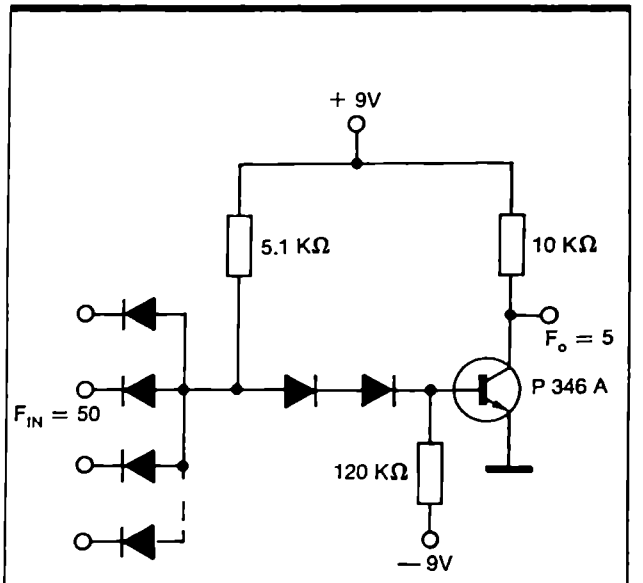


Bild 10.3.1. DTL-NAND-Gatter

10.3.2 DTL-NAND-Gatter mit Pufferstufe

Sollen mehr als 5 gleichwertige Eingänge von einem Ausgang betrieben werden, so ist auch hier eine sogenannte Pufferstufe erforderlich. Der zweite Transistor ist als Verstärker geschaltet und verhindert eine Rückwirkung auf das NAND-Gatter. Die Eigenschaften dieses Gatters mit Pufferstufe sind:

Zahl der Eingänge	bis zu 50
Fächerung im Ausgang	= 20
Mittlere Verlustleistung zwischen ein/aus	= 40 mW

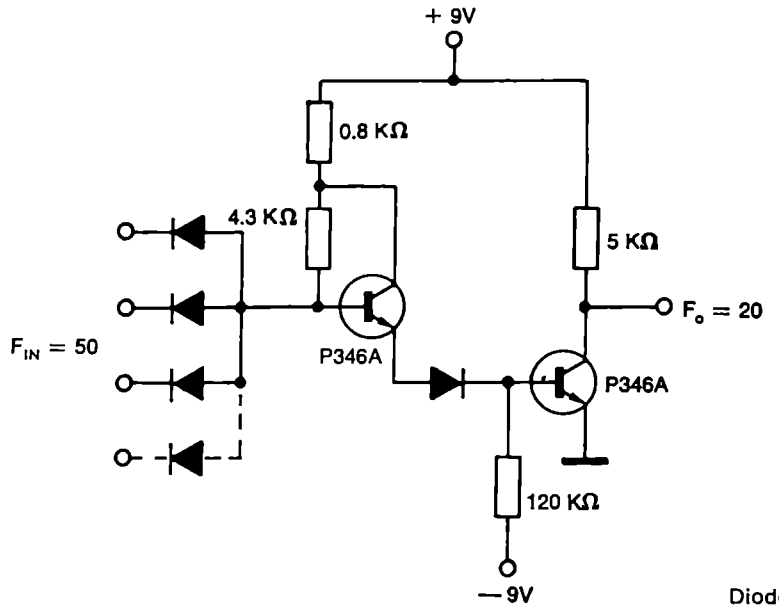


Bild 10.3.2. DTL-NAND-Gatter mit Pufferstufe

11. Zeitgeber

11.1 Einführung

Oft werden in elektronischen Geräten Zeitgeber oder Verzögerungsschaltungen benötigt. Kurze Verzögerungszeiten bis zu 10 ms sind normalerweise mit einem einfachen RC-Netzwerk ausführbar, längere Verzögerungszeiten können mit einem integrierten Netzwerk und einem Verstärker erreicht werden. Die Genauigkeit der Verzögerungszeit ist dabei vorwiegend von der Toleranz der passiven Elemente und dem Grad der Verstärkung abhängig.

11.2 Lange Verzögerungszeit bei Zeitgebern

Bild 11.2.1 zeigt eine einfach aufgebaute Schaltung, mit der Verzögerungszeiten von weniger als 1 Sekunde bis zu einigen Minuten eingestellt werden können. Die dabei erreichte Genauigkeit ist besser als 2,5%. Ist der Schalter geschlossen, ist die Kollektorspannung an Q_2 Null und damit das Relais nicht erregt (das Relais soll in diesem Beispiel als Indikator für die Verzögerungszeit gelten). Wird der Schalter geöffnet, so steigt die Kollektorspannung an Q_2 linear an, wobei die Zeitkonstante durch das Rückführ-Netzwerk aus C und R bestimmt wird. Q_1 und Q_2 bilden dabei einen Verstärker, in dessen Gegenkopplungszweig Widerstand und Kapazität liegen, so daß damit ein Integrator nachgebildet wird. Nachdem die Kollektorspannung einen bestimmten Pegel erreicht hat, wird der Transistor Q_4 durchgeschaltet. Q_4 bildet mit Q_3 eine Trigger-Schaltung. Im durchgeschalteten Zustand von Q_4 wird auch Q_3 leitend und bringt das Relais zum Anziehen. Die Verzögerungszeit zwischen dem Öffnen des Schalters und dem Anziehen des Relais kann durch Wahl der Widerstände [illegible] bestimmt werden, wobei vorausgesetzt wird, daß C konstant ist. Eine zusätzliche Feineinstellung ist mit dem Potentiometer P möglich. Geeignete Werte für R und R_1 bei unterschiedlichen Verzögerungszeiten sind in Tabelle 11.2.1 zusammengestellt.

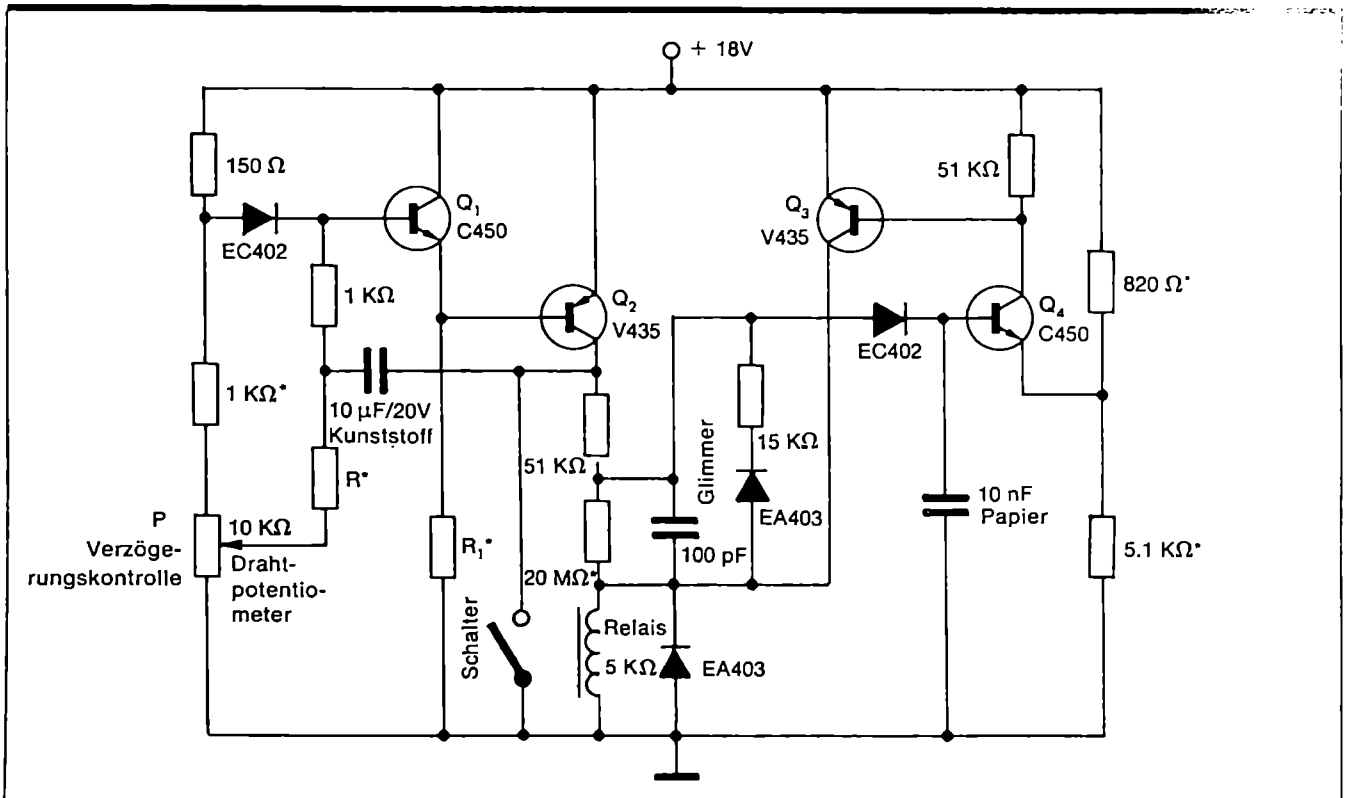


Bild 11.2.1. Transistor Zeitgeber mit langer Verzögerung

Verzögerungsbereich in Sekunden	R (Ω)	R_1 (Ω)
0.8 to 5	82×10^3	820×10^3
4 to 24	400×10^3	4×10^6
20 to 120	2×10^6	20×10^6
100 to 600	10×10^6	50×10^6

Tabelle 11.2.1

Anmerkungen

1. Die Stabilität der Schaltung bzw. der Verzögerungszeit hängt stark von der Konstanz der mit einem Stern markierten passiven Elemente ab. Diese Bauteile sollten daher sorgfältig ausgewählt werden, z. B. Widerstände der Reihe Erie Typ MOG 60 oder gleichwertige Typen.
2. Eine geeignete Art für die Kapazität „C" ist z. B. ein metallisierter Papierkondensator, Typ Hunts WP 45 oder ein gleichwertiger Typ. Wird eine höhere Stabilität gefordert, muß ein Kunststoffkondensator verwendet werden.
3. Die nicht markierten Widerstände können ± 5% Toleranz (0,5 W) haben, z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen.

12. Widerstands-Meßfühler

12.1 Einführung

Die hohe Langzeitkonstanz von Silizium-Planar-Transistoren kann besonders vorteilhaft für Schaltungen von Widerstands-Meßfühlern nutzbar gemacht werden. Anwendung finden solche Schaltungen z. B. als Flüssigkeits-Pegelanzeige, Temperaturmesser, Stabilisatoren usw.

12.2 Flüssigkeits-Pegelanzeige

Eine Flüssigkeits-Pegelanzeige kann nach dem Prinzip des Widerstands-Meßfühlers aufgebaut werden. Eine Schaltung dafür zeigt Bild 12.2.1. Sie besteht aus einem Verstärker, der am Ausgang ein Relais steuert. Das Relais kann z. B. dazu benutzt werden, um ein Ventil zu betätigen, das den Flüssigkeitspegel konstant hält. Der Verstärker besteht aus drei Transistoren, wobei die ersten beiden Eingangstransistoren eine sehr hohe Stromverstärkung bei kleinen Strömen besitzen und der Ausgangstransistor ein Schalttransistor für großen Kollektorstrom ist. Alle drei Transistoren arbeiten als Darlington-Verstärker, womit eine sehr hohe Verstärkung bei großen Eingangswiderständen und kleinen Eingangsströmen erreicht wird. Mit dem Potentiometer kann ein bestimmter Flüssigkeitspegel eingestellt werden, bei dem das Relais erregt wird. Die Anzeige des Flüssigkeitspegels entspricht dabei einem bestimmten Widerstand, der zwischen den beiden Elektroden EE vorhanden ist. Der maximale Widerstand zwischen den beiden Elektroden ist 5 MΩ ± 25% in einem Temperaturbereich von ± 50 °C.

Anmerkung

Ein geeignetes Potentiometer wäre z. B. Bourn Typ 200 oder ein gleichwertiger Typ.

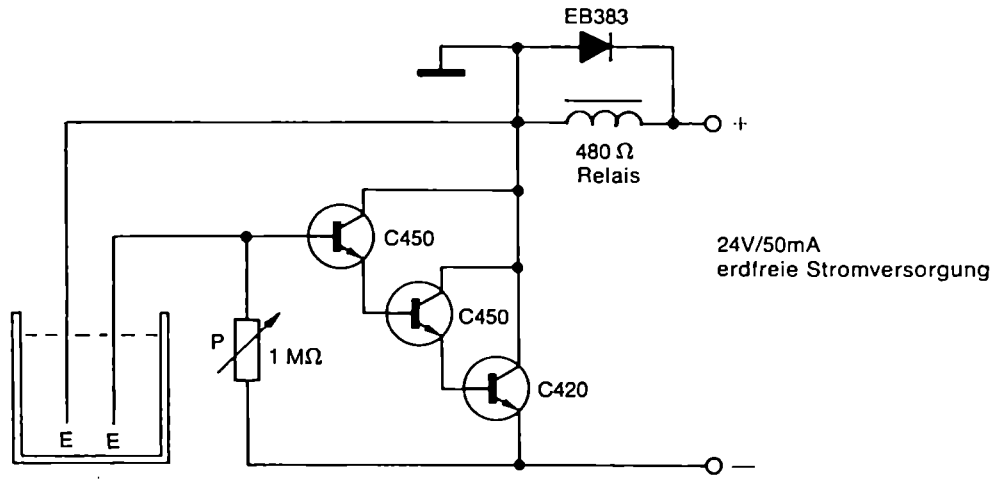


Bild 12.2.1. Flüssigkeits-Pegelanzeige

13. Spannungs-Frequenz-Umsetzer

13.1 Einführung

Spannungs-Frequenz-Umsetzer werden bevorzugt in Meßinstrumenten gebraucht. Die in diesem Kapitel angegebene Schaltung ist sehr einfach aufgebaut und kann überall dort eingesetzt werden, wo keine sehr hohen Genauigkeitsforderungen erfüllt werden müssen.

13.2 Ein einfacher Spannungs-Frequenz-Umsetzer

Der in Bild 13.2.1 gezeigte Spannungs-Frequenz-Umsetzer besteht aus einem Multivibrator, bei dem die Ausgangsfrequenz durch zwei Transistoren bestimmt wird, die je nach Höhe der angelegten Eingangsspannung die Umladezeit der beiden Kapa-

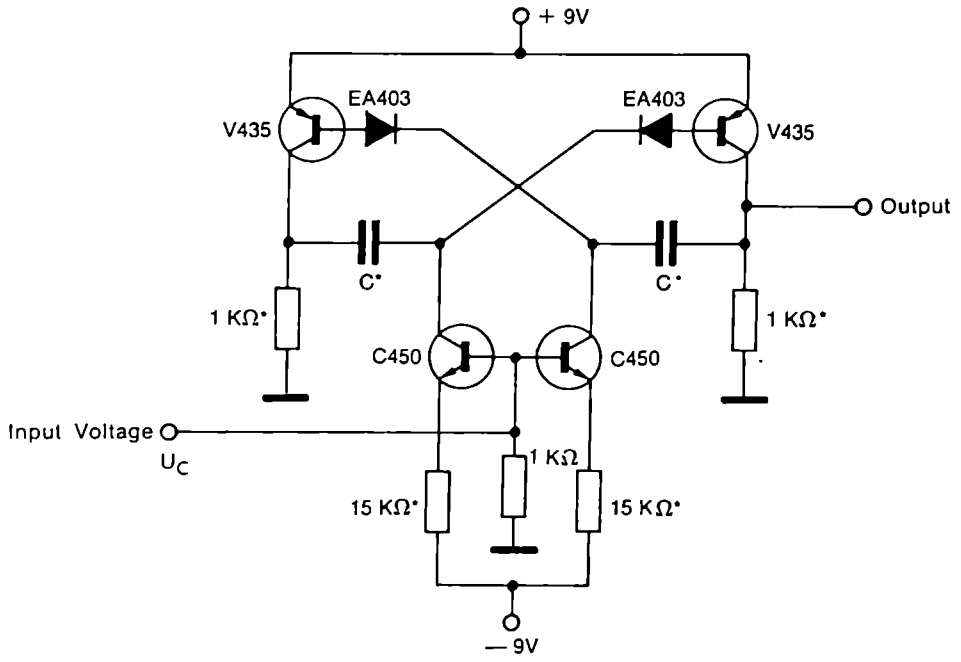


Bild 13.2.1. Spannungs-Frequenz-Umsetzer

Kapazität (µF)	Frequenz (U_c = 0) (kHz)	Frequenz-koeffizient (kHz/V)
0.001	35	3.5
0.01	3.5	0.35
0.1	0.35	0.035
1	0.035	0.0035
10	0.0035	0.00035

Tabelle 13.2.1

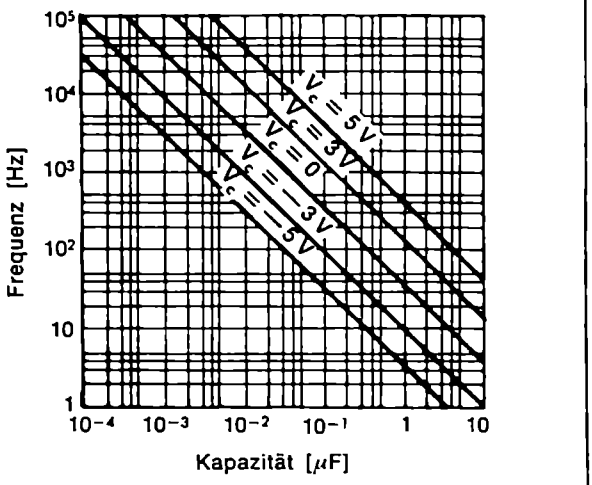


Bild 13.2.2. Kennlinien Diagramm des Spannungs-Frequenz-Umsetzers

zitäten C* bestimmen. Die beiden Eingangstransistoren sind als Stromquellen geschaltet, wobei der fließende Kollektorstrom durch die Höhe der angelegten Eingangsspannung bestimmt wird. Die Multivibrator-Frequenz bei Eingangsspannung Null ist durch die Größe der Koppelkapazitäten C festgelegt. Die Kapazitätswerte sollten daher für jeden Anwendungsfall entsprechend gewählt werden. Bei Änderung der Eingangsspannung ergibt sich in einem weiten Bereich eine lineare Änderung der Multivibrator-Frequenz. In Tabelle 13.2.1 sind für verschiedene Kapazitätswerte die jeweiligen Frequenzkoeffizienten zusammengestellt. Andere Bereiche können der graphischen Darstellung nach Bild 13.2.2 entnommen werden. Das Tastverhältnis der Ausgangsfrequenz ist ca. 1 : 1, der Bereich der Eingangsspannung ±5 V.

Anmerkung

Die Ausgangszeit- und Temperaturstabilität der Frequenz hängt weitgehend von den mit einem Stern markierten Bauteilen ab. Diese Bauteile müssen daher sorgfältig ausgewählt werden. Geeignete Widerstände wären z. B. Erie Typ MOG 60 oder gleichwertige Typen. Für die nicht markierten Widerstände können z. B. Typen mit ± 10% (0,5 W) eingesetzt werden.

14. Schaltungen zur Frequenzmessung

14.1 Einführung

Für industrielle Regel- und Meßsysteme werden oft Frequenzmesser im Bereich von einigen Hz bis zu einigen MHz benötigt. Eine einfache Schaltung für einen großen Anwendungsbereich wird in diesem Kapitel angegeben.

14.2 Ein einfacher Frequenzmesser

Bild 14.2.1 zeigt eine einfache Schaltung zum Messen von Frequenzen. Sie besteht aus einem monostabilen Impulsgenerator, der von einer Trigger-Schaltung an-

Frequenzbereich (Hz)	Kapazitätswerte C (μF)
10 - 100	1
10 - 1,000	0.1
10 - 10,000	0.01
10 - 100,000	0.001
10 - 1,000,000	0.0001

Tabelle 14.2.1

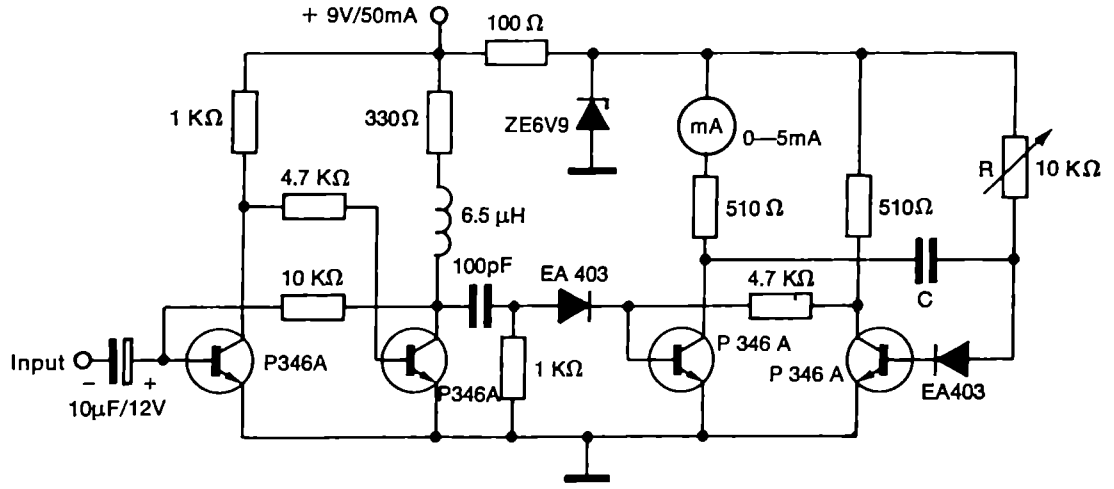


Bild 14.2.1. Frequenzmesser

gesteuert wird. Für jede Periode der zu messenden Eingangsfrequenz wird von der Eingangsschaltung ein Impuls erzeugt. Ein Milliamperemeter in einem Kollektor des Impulsgenerators zeigt dabei den mittleren Strom an. Da die Zeitdauer und die Größe des erzeugten Impulses konstant und unabhängig von der absoluten Frequenz ist, zeigt das Milliamperemeter den Strom proportional der zu messenden Frequenz an. Die Größe des Kondensators C sollte dabei je nach Frequenzbereich ausgewählt sein. Für einen großen Frequenzbereich ist es zweckmäßig, einen Schalter einzubauen, mit dem für die jeweiligen Bereiche andere Kapazitätswerte eingeschaltet werden können. Bild 14.2.2 zeigt dafür ein Beispiel. Die für einen veränderbaren Frequenzbereich benötigten Kapazitätswerte sind in Tabelle 14.2.1 angegeben. Mit dem einstellbaren Widerstand R kann das Instrument geeicht werden. Der Widerstand R muß bei Frequenzbereichumschaltung ebenfalls umgeschaltet werden, damit die Eichung erhalten bleibt. Für beide Schaltungen (Bild 14.2.1 und Bild 14.2.2) ist eine Eingangsspannung von ca. 2 V_{ss} bei einem Quellwiderstand kleiner 5 kΩ erforderlich. Die Stromaufnahme der gesamten Schaltung beträgt ca. 50 mA.

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände: ±5% (0,5 W), z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen.
2. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200 oder ein gleichwertiges.
3. Der 100-pF-Kondensator sollte keramikisoliert sein, z. B. Erie Typ AD oder ein gleichwertiger Typ.
4. Der 10-μF-Eingangskondensator ist nicht besonders kritisch und könnte z. B. Hunts Typ PW 109 oder ein gleichwertiger Typ sein.

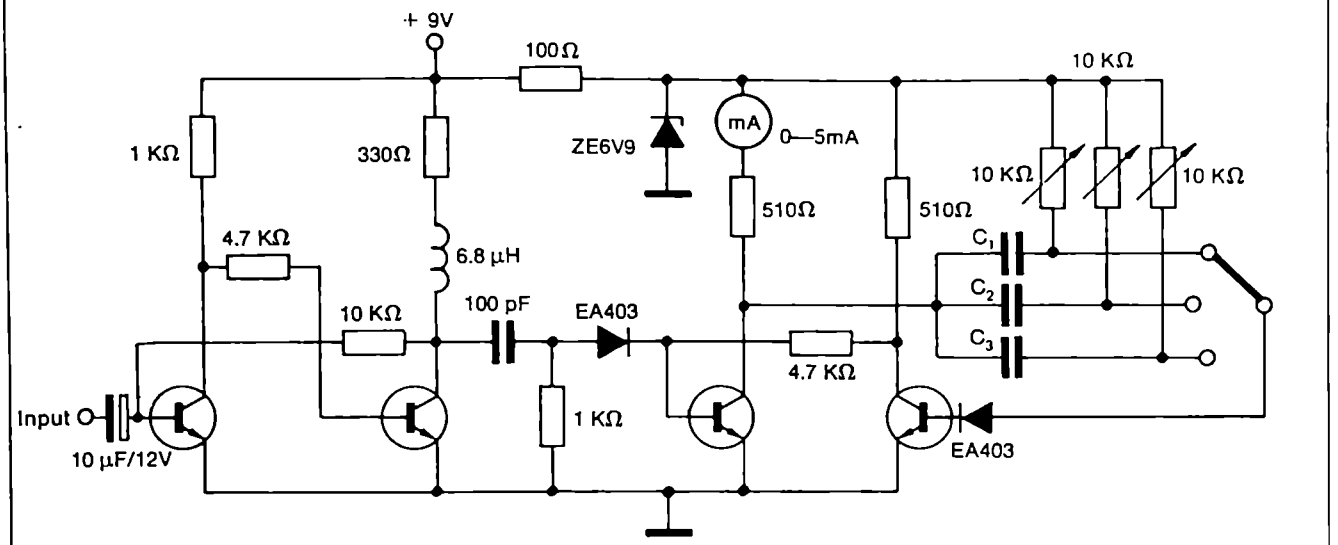


Bild 14.2.2. Frequenzmesser mit umschaltbaren Bereichen

5. Der Kondensator C sollte für eine genaue Messung eng toleriert sein und könnte z. B. aus den Typen Hunts W 45, W 49, W 95 oder gleichwertigen Typen ausgewählt werden.
6. Als Induktivität käme z. B. Painton Typ 58—0010—10 in Frage.
7. Als Milliamperemeter könnte z. B. SEW MR 52 P gewählt werden.

15. Schaltungen für Netzgeräte

15.1 Einführung

In diesem Kapitel wird eine Vielzahl von Schaltungen für Gleichspannungs-Netzgeräte angegeben. Diese Netzgeräte wurden entwickelt, um damit die in den vorhergehenden Kapiteln beschriebenen Schaltungen mit Strom zu versorgen. Darüber hinaus können sie in vielen anderen Bereichen verwendet werden.
Die in den folgenden Abschnitten dargestellten Schaltungen sind für einen Umgebungs-Temperaturbereich von Null bis +55 °C entworfen; es werden, soweit nötig, die jeweiligen Kühlkörper angegeben. Ist ein kleinerer Temperaturbereich zulässig, so können die Kühlflächen entsprechend verkleinert werden.

15.2 Netzgeräte für + 6 V

Viele der in diesem Schaltungsbuch aufgeführten Schaltungen sind für eine Spannungsversorgung von +6 V ausgelegt. Eine Zusammenstellung von 6-V-Gleichspannungs-Netzgeräten ist in Tabelle 15.2.1 enthalten.

15.2.1 Netzgerät (6 V/20 mA)

In Bild 15.2.1 ist ein sehr einfaches Netzgerät dargestellt, das zur Erzeugung einer stabilen Spannung eine Zenerdiode benutzt. Die Schaltung besitzt die folgenden Daten:

Ausgangs-spannung (V)	Toleranz	Maximaler Ausgangsstrom (mA)	Bemerkungen	Schaltbild
6	± 10%	20		15.2.1
6	± 10%	50		15.2.2
6	± 10%	250		15.2.3
6	± 1%	100	große Stabilität kurzschlußsicher	15.2.4
6	± 1%	250	große Stabilität kurzschlußsicher	15.2.5
6	± 1.5%	500	große Stabilität	15.2.6
6	± 1.5%	500	große Stabilität kurzschlußsicher	15.2.7
6	± 2%	1000	große Stabilität	15.2.8
6	± 2%	1000	große Stabilität kurzschlußsicher	15.2.9

Tabelle 15.2.1

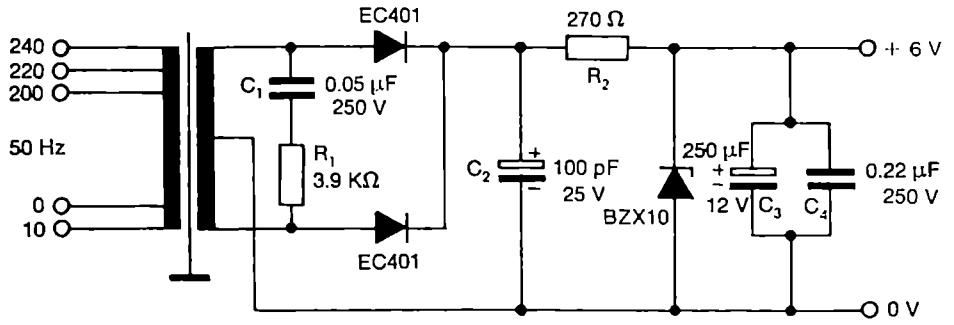


Bild 15.2.1. Netzgerät 6 V/20 mA

Ausgangsspannung	6 V
Toleranz der Ausgangsspannung	± 10%
Maximaler Ausgangsstrom	20 mA
Welligkeit der Ausgangsspannung (bei Vollast)	50 mV_{ss}
Temperatur-Bereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 ± 5% (0,5 W) oder gleichwertige Typen für R_1 und R_2
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.
   Hunts Typ L 68 G 109 0,05 µF 250 V (C_1)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 108 AT 100 µF 25 V (C_2)
   Hunts Typ L 370/1 PW 113 A 250 µF 12 V (C_3)
   Hunts Typ L 68 G 208 0,22 µF 250 V (C_4)
   oder gleichwertige Typen.
3. Die Transformatordaten:
   Ausgang 11–0–11 V_{eff} bei 25 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 50 Ω
   (sekundärer Innenwiderstand)

15.2.2 Netzgerät (6 V/50 mA)

Ein einfaches Netzgerät zeigt Bild 15.2.2. Dabei wird als Bezugsspannung eine Zenerdiode und als Regelglied ein Transistor eingesetzt. Eine zusätzliche Transistor-Kühlfläche ist nicht erforderlich.
Die Daten sind:

Ausgangsspannung	6 V
Toleranz der Ausgangsspannung	± 10%
Maximaler Ausgangsstrom	50 mA
Welligkeit der Ausgangsspannung (bei Vollast)	20 mV_{ss}
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 oder ähnliche Typen, 5% Toleranz, 0,5 W (R_1, R_2, R_3).
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 µF 250 V (C_1)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 105 AT 250 µF 12 V (C_2)
   Hunts Typ L 370/1 PW 113 A 250 µF 12 V (C_3)

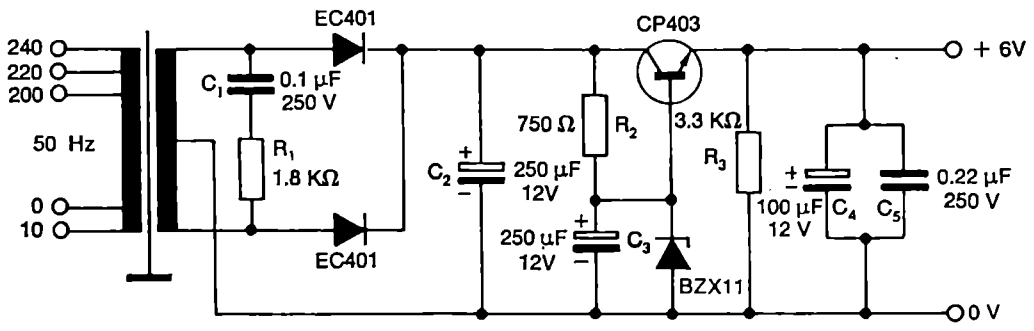


Bild 15.2.2. Netzgerät 6 V/50 mA

Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_4)
Hunts Typ L 68 G 208 0,22 µF 250 V (C_5)

3. Die Transformatordaten:
   Ausgang 8,5 – 0 – 8,5 V_{eff}
   bei 55 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 22 Ω
   (sekundärer Innenwiderstand)

15.2.3 Netzgerät (6 V/250 mA)

Bild 15.2.3 zeigt ein einfaches Netzgerät mit einer Zenerdiode als Stabilisator und zwei als Darlington-Verstärker geschaltete Transistoren als Regelglied. Für den Regel-Transistor ist eine Kühlfläche erforderlich.

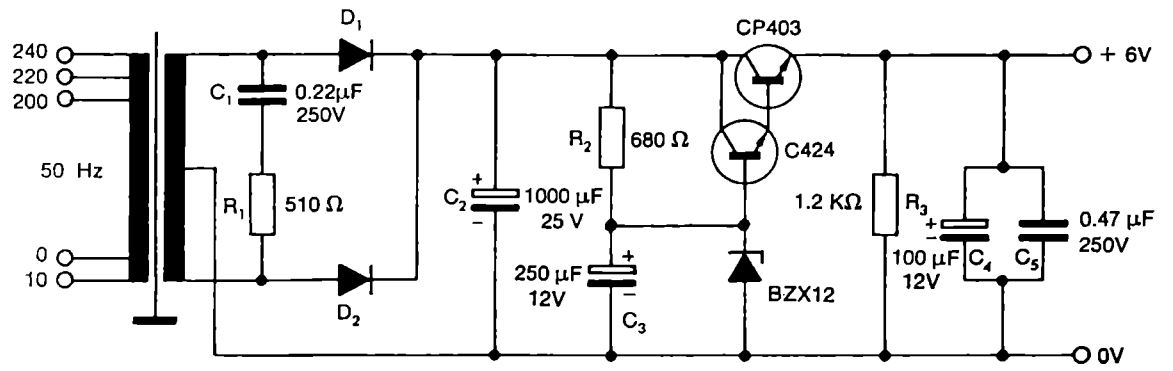


Bild 15.2.3. Netzgerät 6 V/250 mA

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	6 V
Toleranz der Ausgangsspannung	+ 10%
Maximaler Ausgangsstrom	250 mA
Welligkeit der Ausgangsspannung (bei Vollast)	20 mV
Temperatur-Bereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 ± 5% (0,5 W) für R_1, R_2, R_3, oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ L 68 G 208 0,22 µF 250 V (C_1)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 109 AT 1000 µF 25 V (C_2)
   Hunts Typ L 370/1 PW 113 A 250 µF 12 V (C_3)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_4)
   Hunts Typ L 68 G 260 0,47 µF 250 V (C_5)
   oder gleichwertige Typen.
3. Eine erprobte Kühlfläche für den Transistor CP 403 ist z. B. Redpoint 5 F–2.
4. Die Transformatordaten:
   Ausgang 8,5 – 0 – 0,5 V_{eff}
   bei 260 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 5 Ω
   (sekundärer Innenwiderstand)
5. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/0,3 A.

15.2.4 Ein kurzschlußsicheres Gleichspannungs-Netzgerät für 6 V/100 mA

In Bild 15.2.4 ist ein genaues Netzgerät angegeben, das eine Zenerdiode als Referenzelement und als Regelglied einen Darlington-Verstärker mit zwei Transistoren benutzt. Zur Erhöhung der Regelgenauigkeit liegt ein Gleichspannungsverstärker im negativen Rückkopplungszweig. Als Schutz gegen eine Überlastung oder einen Kurzschluß ist der Widerstand R_9 in die Kollektorleitung des Regeltransistors geschaltet, der den Strom auf jeden Fall bei maximal 300 mA begrenzt. Die Schaltung ist so ausgelegt, daß selbst ein längerer Kurzschluß dem Gerät nicht schadet. Mit einem Potentiometer kann die Ausgangsspannung auf einen bestimmten Wert eingestellt werden. Für den Regeltransistor CP 403 im Hauptstromweg ist die Montage auf einem Kühlblech erforderlich. Ebenso muß der Widerstand R_9 hoch belastbar sein.

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	6 V
Bereich der Ausgangsspannung	5,5 – 6,5 V
Ausgangswiderstand	100 MΩ
Ausgangsimpedanz (bis zu 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	100 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	2 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 3 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	100 mA
Kurzschlußstrom ca.	300 mA

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind:
   Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen mit einer Toleranz von 5% (0,5 W) für R_1 – R_8, R_{10}.
   Erie Silertex oder gleichwertige Typen mit einer Toleranz von 5% (6 W) für R_9.
2. Geeignete Kondensatoren sind:
   Hunts Typ L 68 G 208 0,22 µF 250 V (C_1, C_5)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 35 AT 250 µF 25 V (C_2)

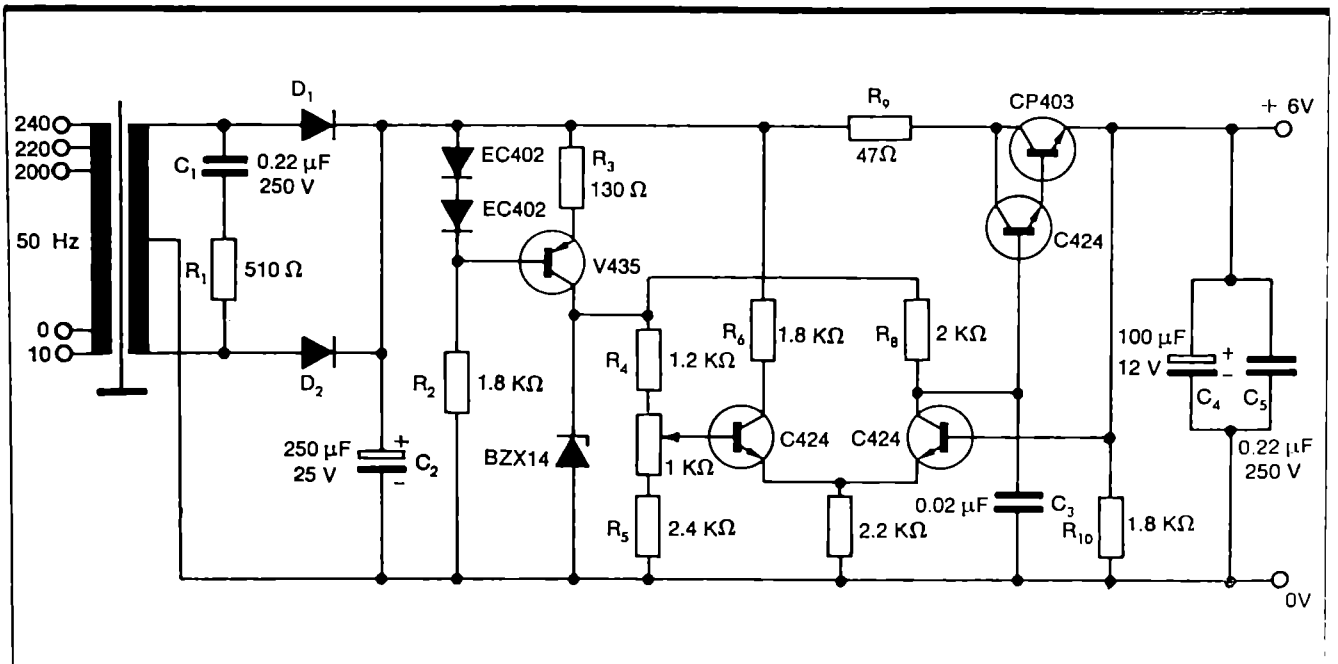


Bild 15.2.4. Netzgerät 6 V/100 mA

Hunts Typ W 95 BD 14 0,02 µF 250 V (C_3)
Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_4)

3. Als Potentiometer kann z. B. ein Painton-Bourn-Trimmpotentiometer Typ 200 oder ein gleichwertiges eingesetzt werden.
4. Eine erprobte Kühlfläche für den Transistor CP 403 ist z. B. Redpoint 5F–2.
5. Die Transformatordaten:
   Ausgang 13 – 0 – 13 V_{eff}
   bei 120 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand $< 23\ \Omega$
   (sekundärer Innenwiderstand)
6. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/0,3 A.

15.2.5 Ein kurzschlußsicheres Gleichspannungs-Netzgerät für 6 V/250 mA

Die Schaltung nach Bild 15.2.5 hat den gleichen Aufbau wie die in Bild 15.2.4, nur sind hier, der höheren Ausgangsleistung angepaßt, an einigen Stellen die

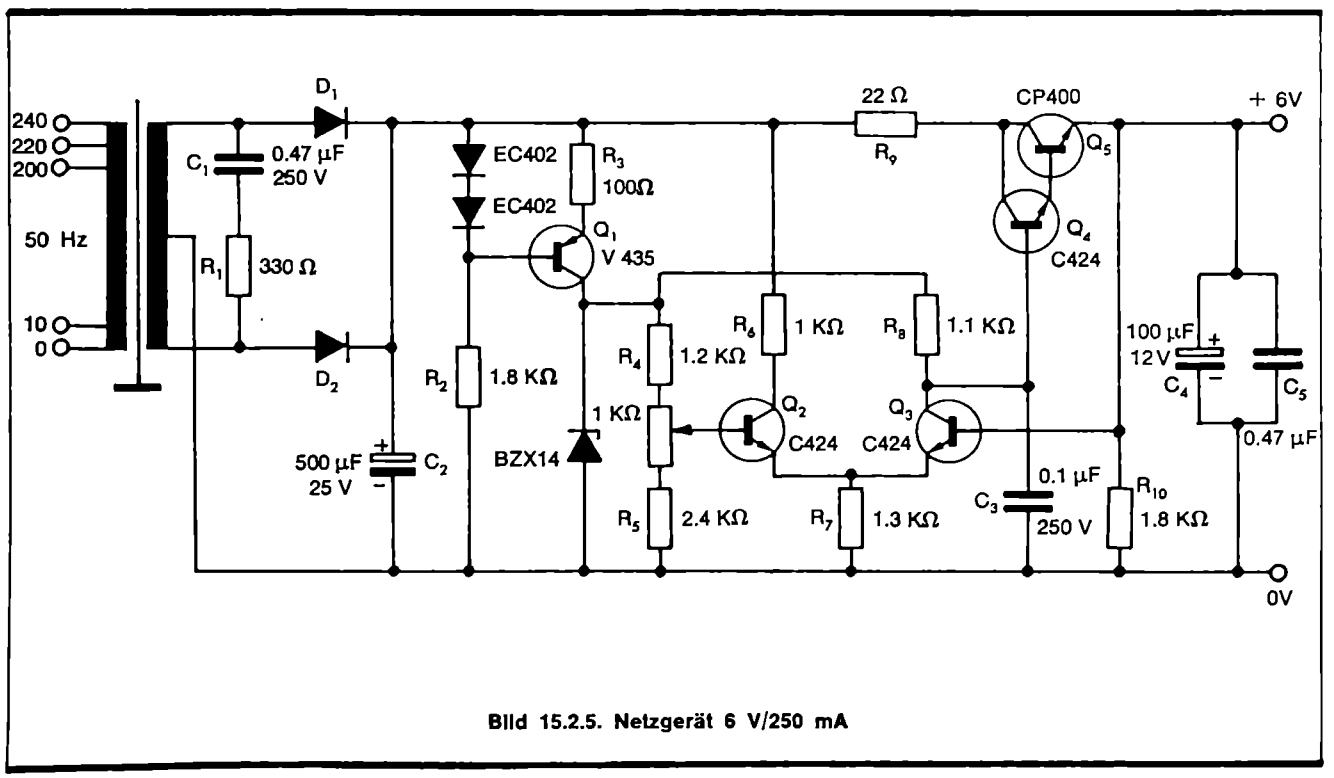


Bild 15.2.5. Netzgerät 6 V/250 mA

Bauteile geändert und ein leistungsfähigerer Regeltransistor CP 400 eingesetzt. Der maximal mögliche Strom im Kurzschlußfall wird hier auf 700 mA begrenzt. Auch diese Schaltung wird durch einen dauernden Kurzschluß nicht beschädigt. Mit Hilfe des Potentiometers kann am Ausgang eine bestimmte Spannung eingestellt werden. Für den Ausgangstransistor ist keine zusätzliche Kuhlfläche nötig.

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	6 V
Bereich der Ausgangsspannung	5,5 – 6,5 V
Ausgangswiderstand	50 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis zu 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei	
± 10% Netzspannungsschwankung	100 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	2 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der	
Ausgangsspannung	+ 3 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	250 mA
Kurzschlußstrom ca.	700 mA
Temperaturbereich	Null bis + 55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind:
   Typ 16 oder ähnliche Typen mit einer Toleranz 5% (0.5 W) für R_1 bis R_8, R_{10}.
   Typ 301A oder ähnliche mit einer Toleranz 5% (12 W) für R_9.
   Geeignete Kondensatoren sind:
   Hunts Typ L 68 G 266 0,47 µF 250 V (C_1, C_5)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 37 AT 500 µF 25 V (C_2)
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 µF 250 V (C_3)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_4)
3. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200.
4. Die Transformatordaten:
   Ausgang 13 – 0 – 13 V_{eff} bei 270 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 10 Ω (sekundärer Innenwiderstand)
5. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/0,5 A.

15.2.6 Gleichspannungs-Netzgerät für 6 V/500 mA

Bild 15.2.6 zeigt ein Netzgerät für 6 V, bei dem die Referenzspannung durch eine Zenerdiode geliefert wird. Ein Gleichspannungsverstärker zur Ansteuerung einer Darlington-Schaltung dient als Regeltransistor. Eine bestimmte Ausgangsspannung kann mit einem Potentiometer eingestellt werden. Eine zusätzliche Kühlfläche für den Ausgangstransistor ist nicht erforderlich.

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	6 V
Bereich der Ausgangsspannung	5,5 – 6,5 V
Ausgangswiderstand	50 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 mΩ
Stabilisierungsverhältnis bei	
± 10% Netzspannungsschwankung	100 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	2 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der	
Ausgangsspannung	+ 3 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	500 mA
Temperaturbereich	Null bis + 55 °C

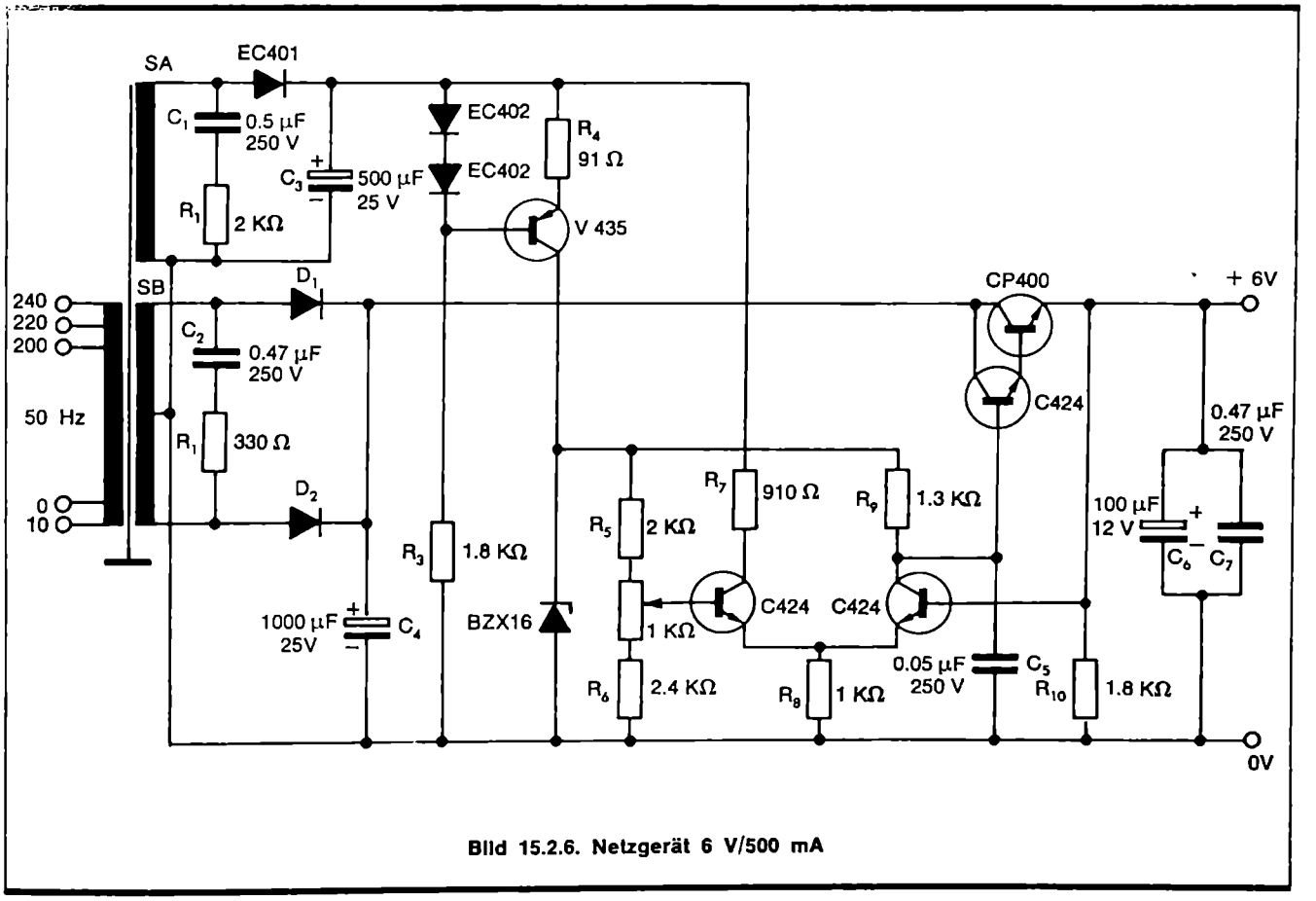


Bild 15.2.6. Netzgerät 6 V/500 mA

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen mit einer Toleranz von 5% (0,5 W) für R_1 bis R_{10}.
2. Geeignete Kondensatoren sind:
   Hunts Typ L 68 G 109 0,05 µF 250 V (C_1, C_5)
   Hunts Typ L 68 G 266 0,47 µF 250 V (C_2, C_7)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 37 T 500 µF 25 V (C_3)
   Hunts Typ L 38/1 JE 57 KV 1000 µF 25 V (C_4)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_6)
3. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200.
4. Die Transformatordaten:
   Sekundär: (SA)
   Ausgangsspannung 0 – 13 V_{eff} bei 90 mA_{eff}
   Wicklungswiderstand < 6 Ω
   (sekundärer Innenwiderstand)
   Sekundär: (SB)
   Ausgangsspannung 8,5 – 0 – 8,5 V_{eff} bei 510 mA
   Wicklungswiderstand < 2,5 Ω
   (sekundärer Innenwiderstand)
5. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/0,5 A.

15.2.7 Kurzschlußsicheres Gleichspannungs-Netzgerät für 6 V/500 mA

Der allgemeine Aufbau der Schaltung nach Bild 15.2.7 entspricht der vorhergehenden, nur daß hier mit einem zusätzlichen Transistor der Kurzschlußstrom auf ca. 600 mA beschränkt wird, ohne daß dabei der Ausgangstransistor im Sättigungsstromgebiet arbeitet. Auch diese Schaltung ist gegen einen ständigen Kurzschluß gesichert. Eine bestimmte Ausgangsspannung kann mit dem Potentiometer eingestellt werden. Für den Ausgangstransistor ist eine zusätzliche Kühlfläche nötig.

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	6 V
Bereich der Ausgangsspannung	5,5 – 6,5 V
Ausgangswiderstand	50 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	100 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	2 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 3 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	500 mA
Kurzschlußstrom ca.	600 mA
Temperaturbereich	Null bis + 55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen mit einer Toleranz von 5% (0,5 W) für R_1 bis R_9 und R_{11}, für R_{10} z. B. Erie Silertex mit einer Toleranz von 10% (1 W) oder ähnliche.
2. Geeignete Kondensatoren sind:
   Hunts Typ L 68 G 266 0,47 µF 250 V
   Hunts Typ L 68 G 109 0,05 µF 250 V
   Hunts Typ L 38/1 JE 57 KV 1000 µF
   Hunts Typ L 37/1 MEF 37 AT 500 µF
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF
3. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200.

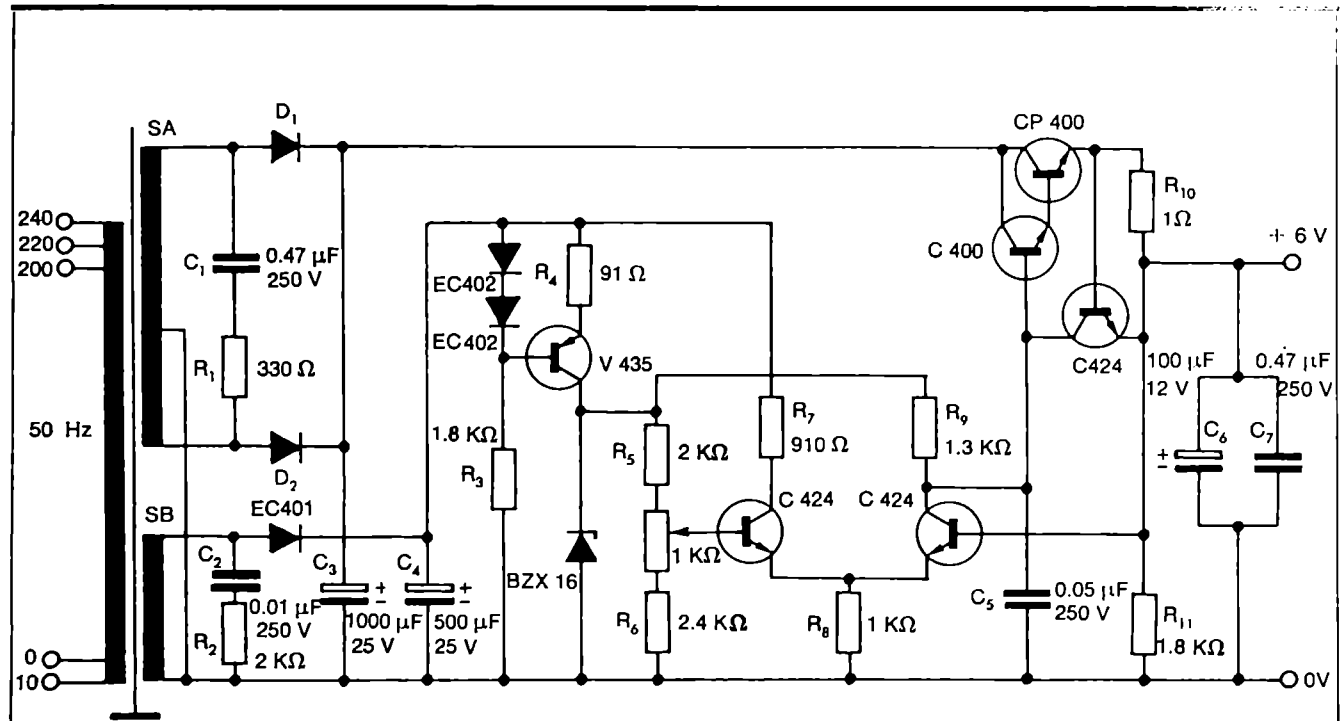


Bild 15.2.7. Netzgerät 6 V/500 mA

4. Eine geeignete Kühlfläche für den Transistor CP 400 ist z. B. Redpoint 35 A.
5. Die Transformatordaten:
   Sekundär: (SA)
   Ausgangsspannung $9 - 0 - 9\ V_{eff}$ bei 600 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand $< 2{,}5\ \Omega$ (sekundärer Innenwiderstand)
   Sekundär: (SB)
   Ausgangsspannung $0 - 13\ V_{eff}$ bei 90 mA_{eff}
   Wicklungswiderstand $< 6\ \Omega$ (sekundärer Innenwiderstand)
6. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/0,5 A

15.2.8 Gleichspannungs-Netzgerät für 6 V/1 A

Die Schaltung nach Bild 15.2.8 entspricht der nach Bild 15.2.6 und ist für 6 V und einen maximalen Strom von 1 A ausgelegt. Ein Kurzschlußbetrieb ist hier nur kurzzeitig möglich. Mit dem Potentiometer kann die gewünschte Ausgangsspannung eingestellt werden. Für den Ausgangstransistor ist eine Kühlfläche notwendig (siehe Anmerkung 4).

Daten sind:

Ausgangsspannung	6 V
Änderung der Ausgangsspannung	5,5 – 6,5 V
Innenwiderstand	30 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ±10% Netzspannungsschwankung	100 : 1
Restwelligkeit und Rauschen	2 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	± 3 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal geregelter Ausgangsstrom	1 A
Temperaturbereich	Null bis +55°C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen mit einer Toleranz von 5% (0,5 W).
2. Geeignete Kondensatoren sind:
   Hunts Typ L 68 G 109 0,05 µF 250 V (C_1)
   Hunts Typ W 45 BD 602 1 µF 200 V (C_2, C_7)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 37 T 500 µF 25 V (C_3)
   Hunts Typ L 32/1 KB 112 KV 2500 µF 50 V (C_4)
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 µF 250 V (C_5)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_6)
3. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200.
4. Eine geeignete Kühlfläche für den Transistor CP 400 ist z. B. Redpoint 35 A.
5. Die Transformatordaten:
   Sekundär: (SA)
   Ausgangsspannung $8{,}5 - 0 - 8{,}5\ V_{eff}$ bei 1 A
   Wicklungswiderstand $< 1{,}3\ \Omega$ (sekundärer Innenwiderstand)
   Sekundär: (SB)
   Ausgangsspannung $0 - 13\ V_{eff}$ bei 120 mA_{eff}
   Wicklungswiderstand $< 5\ \Omega$ (sekundärer Innenwiderstand)
6. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/1 A.

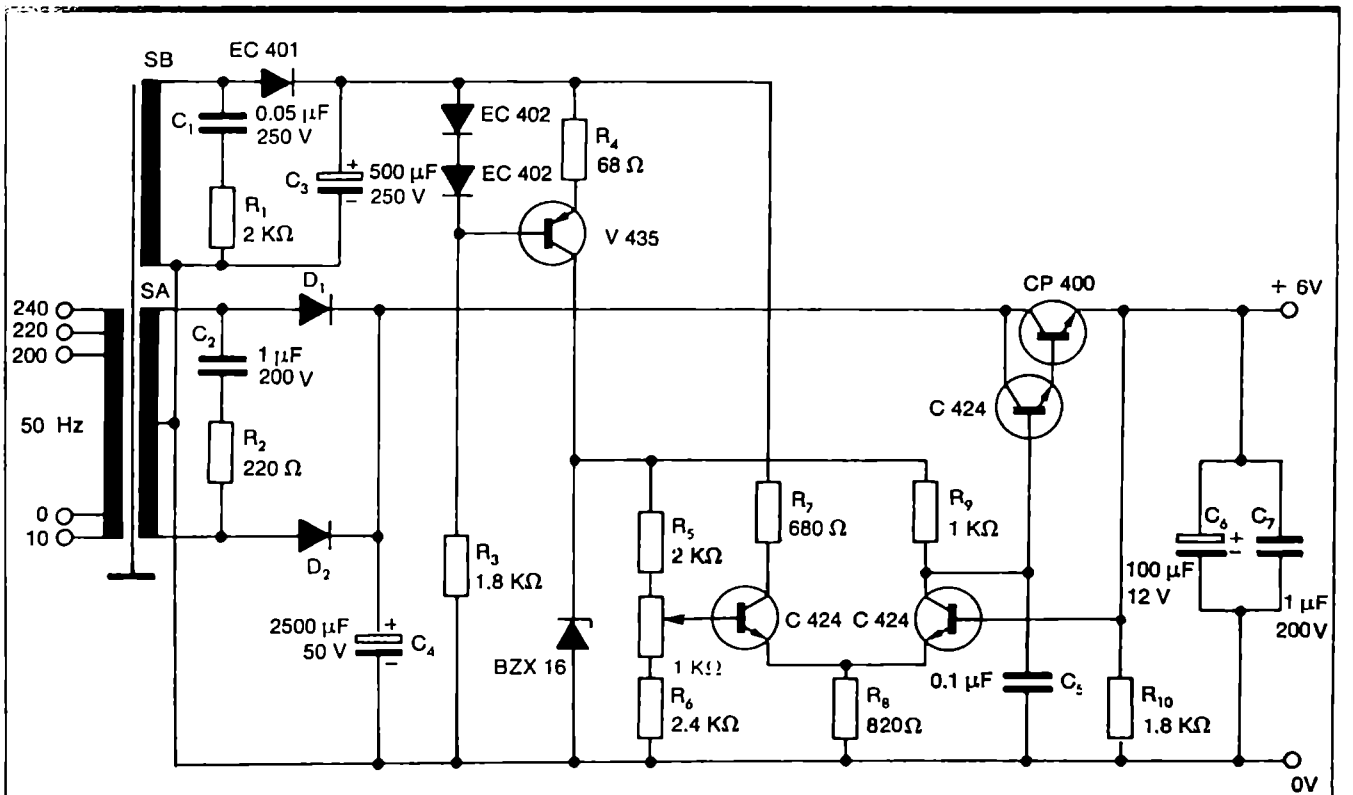


Bild 15.2.8. Netzgerät 6 V/1 A

15.2.9 Kurzschlußsicheres Gleichspannungs-Netzgerät für 6 V/1 A

Ist ein 6-V-Netzgerät erforderlich, bei dem Kurzschlüsse nicht zu vermeiden sind, kann eine Schaltung nach Bild 15.2.9 verwendet werden. Die Referenzspannung liefert hier wieder eine Zenerdiode, und die Regelgenauigkeit erhöht ein Gleichspannungsverstärker in Differenzschaltung. Die Ausgangsregelung bewirkt ein aus zwei Transistoren bestehender Darlington-Verstärker. Mit einem zusätzlichen Transistor, dessen Steuerspannung über R_{10} erzeugt wird, ist der maximale Kurzschlußstrom auf ca. 1,2 A begrenzt. Die Schaltung ist für dauernden Kurzschlußbetrieb geeignet. Eine Feineinstellung der Ausgangsspannung wird mit dem Potentiometer erreicht. Für den Ausgangstransistor ist eine zusätzliche Kühlfläche erforderlich (siehe Anmerkung 4.).

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	6 V
Bereich der Ausgangsspannung	5,5 – 6,5 V
Ausgangswiderstand	30 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	100 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	2 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 3 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	1 A
Kurzschlußstrom ca.	1,2 A
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B.
   Erie Typ 16, 5% Toleranz (0,5 W), für R_1 bis R_9 und R_{11}
   Welwyn Typ AW 3101, 10% Toleranz (3 W), für R_{10} oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ W 45 BD 602 1 µF 200 V (C_1, C_7)
   Hunts Typ LG 8 G 109 0,05 µF 250 V (C_2)
   Hunts Typ L 32/1 KB 112 KV 2500 µF 50 V (C_3)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 37 T 500 µF 25 V (C_4)
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 µF 250 V (C_5)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_6)
3. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200.
4. Eine geeignete Kühlfläche für den Transistor CP 400 ist z. B. Redpoint 4 P2.
5. Die Transformatordaten:
   Sekundär: (SA)
   Ausgangsspannung 9 – 0 – 9 V_{eff} bei 1,2 A Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 1,3 Ω (sekundärer Innenwiderstand)
   Sekundär: (SB)
   Ausgangsspannung 0 – 13 V_{eff} bei 120 mA_{eff}
   Wicklungswiderstand < 5 Ω (sekundärer Innenwiderstand)
6. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/1 A.

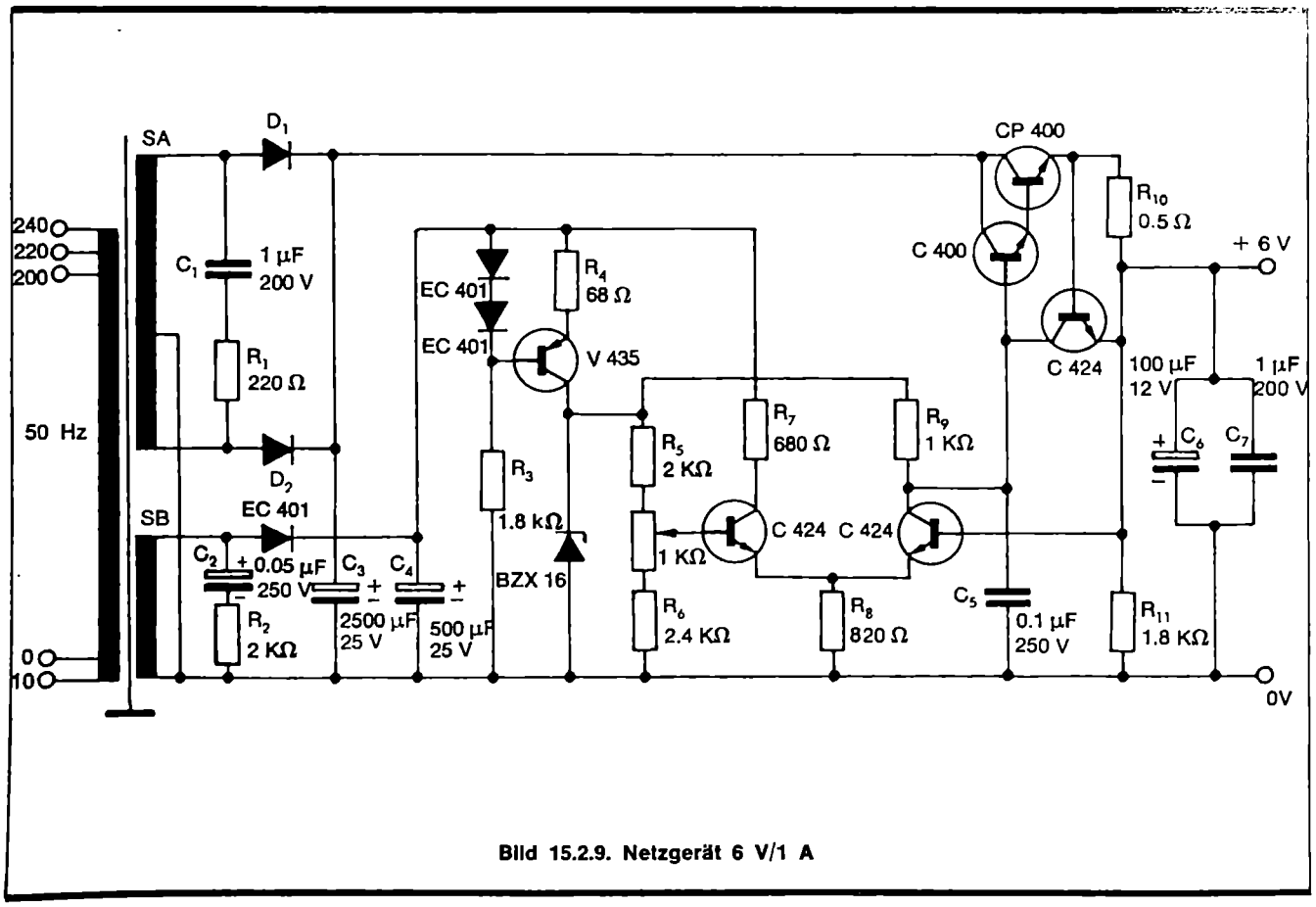


Bild 15.2.9. Netzgerät 6 V/1 A

15.3 Netzgeräte für + 9 V

Viele der in diesem Buch beschriebenen Schaltungen verlangen eine Spannungsversorgung von + 9 V. Tabelle 15.3.1 gibt eine Zusammenstellung von geeigneten Netzgeräten mit unterschiedlichen Leistungen.

15.3.1 Gleichspannungs-Netzgerät für 9 V/20 mA

Ein einfaches Netzgerät, aufgebaut mit einer Zenerdiode als Stabilisator, zeigt Bild 15.3.1.

Die Daten sind:

Ausgangsspannung 9 V

Ausgangs-spannung (V)	Toleranz	Maximaler Ausgangsstrom (mA)	Bemerkungen	Schaltbild
9	± 10%	20		15.3.1
9	± 10%	50		15.3.2
9	± 10%	250		15.3.3
9	± 1%	100	große Stabilität kurzschlußsicher	15.3.4
9	± 1%	250	große Stabilität kurzschlußsicher	15.3.5
9	± 1.5%	500	große Stabilität	15.3.6
9	± 1.5%	500	große Stabilität kurzschlußsicher	15.3.7
9	± 2%	1000	große Stabilität	15.3.8
9	± 2%	1000	große Stabilität kurzschlußsicher	15.3.9

Tabelle 15.3.1

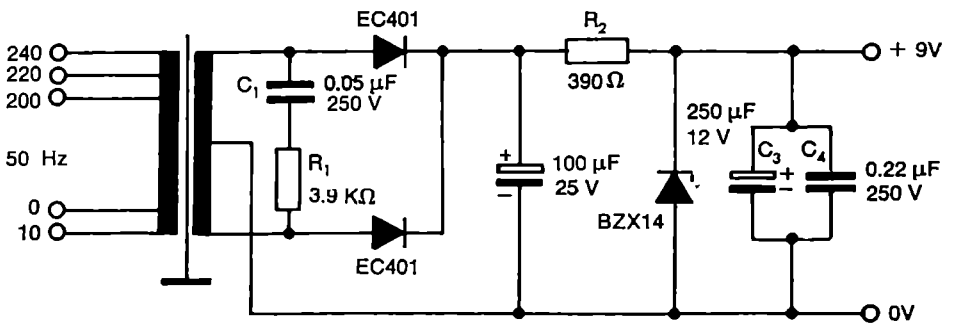


Bild 15.3.1. Netzgerät 9 V/20 mA

Toleranz der Ausgangsspannung	± 10%
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	20 mA
Ausgangswelligkeit	50 mV
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 oder gleichartige Typen mit einer Toleranz von 5% (0,5 W) für R_1 und R_2.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.
   Hunts Typ L 68 G 109 0,05 µF 250 V (C_1)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 108 AT 100 µF 25 V (C_2)
   Hunts Typ L 370/1 PW 113 A 250 µF 12 V (C_3)
   Hunts Typ L 68 G 208 0,22 µF 250 V (C_4)
3. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 16 – 0 –16 V_{eff} bei 25 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 75 Ω (sekundärer Innenwiderstand)

15.3.2 Gleichspannungs-Netzgerät für 9 V/50 mA

Ähnlich dem vorhergehenden Beispiel ist in Bild 15.3.2 ein Netzgerät angegeben, das neben der Zenerdiode als Referenzspannung einen zusätzlichen Regeltransistor benutzt. Eine zusätzliche Kühlfläche ist dabei nicht erforderlich.

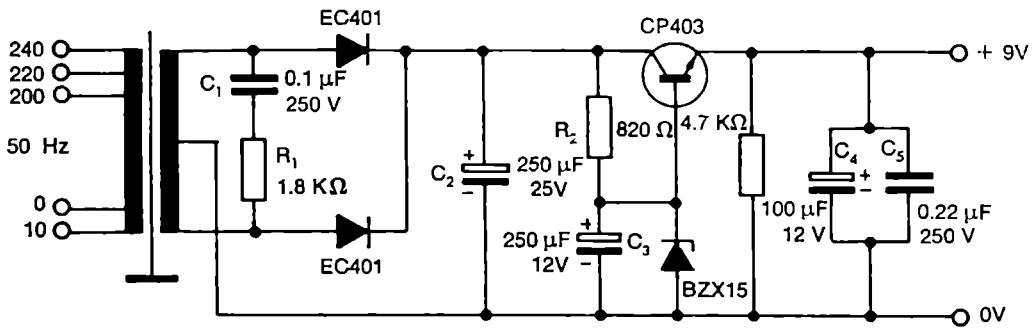


Bild 15.3.2. Netzgerät 9 V/50 mA

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	9 V
Toleranz der Ausgangsspannung	± 10%
Maximaler Ausgangsstrom	50 mA
Ausgangswelligkeit (bei Vollast)	20 mV_{ss}
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 mit einer Toleranz von 5% (0,5 W) oder gleichwertige Typen für R_1, R_2, R_3.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 µF 250 V (C_1)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 35 AT 250 µF 25 V (C_2)
   Hunts Typ L 370/1 PW 113 A 250 µF 12 V (C_3)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_4)
   Hunts Typ L 68 G 208 0,22 µF 250 V (C_5)
3. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 11 – 0 – 11 V_{eff} bei 55 mA
   Wicklungswiderstand < 28 Ω (sekundärer Innenwiderstand)

15.3.3 Gleichspannungs-Netzgerät für 9 V/250 mA

Diese Erweiterung eines 9-V-Netzgerätes für 250 mA zeigt Bild 15.3.3. Hierbei wird wiederum eine Zenerdiode als Referenzspannung angewendet und zusätzlich zur Ansteuerung des Regeltransistors eine Treiberstufe eingesetzt (Darlington-Schaltung). Für den Regeltransistor CP 403 (Ausgangstransistor) ist eine zusätzliche Kühlfläche notwendig (siehe Anmerkung 3).

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	9 V
Toleranz der Ausgangsspannung	± 10%
Maximaler Ausgangsstrom	250 mA
Welligkeit der Ausgangsspannung	20 mV_{ss}
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 mit einer Toleranz von 5% (0,5 W) oder gleichwertige Typen für R_1, R_2, R_3.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ L 68 G 208 0,22 µF 250 V (C_1)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 109 AT 1000 µF 25 V (C_2)
   Hunts Typ L 370/1 PW 113 A 250 µF 12 V (C_3)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_4)
   Hunts Typ L 68 G 266 0,47 µF 250 V (C_5)
3. Eine geeignete Kühlfläche für den Transistor CP 403 ist z. B. Redpoint 5 F – 2.
4. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 11 – 0 – 11 V_{eff} bei 260 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 6 Ω (sekundärer Innenwiderstand)
5. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/0,3 A.

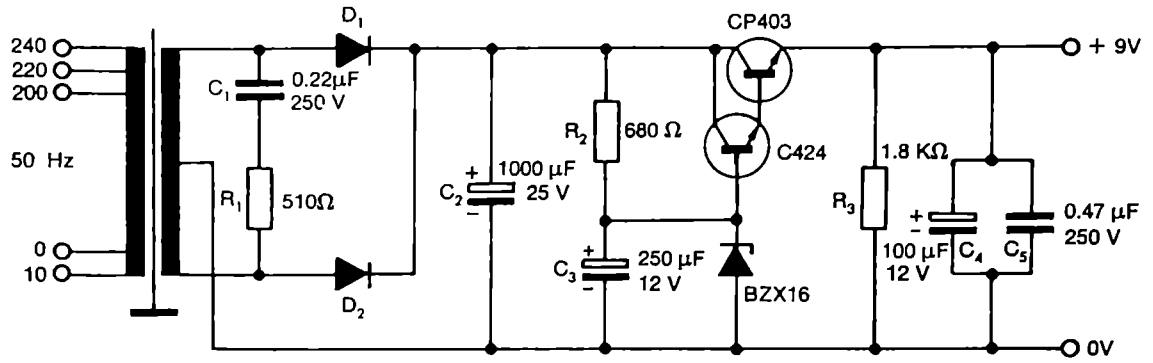


Bild 15.3.3. Netzgerät 9 V/250 mA

[illegible]schlußsicheres Gleichstrom-Netzgerät [illegible] V/100 mA

[illegible] aufwendiges Netzgerät mit einer höheren Regelgenauigkeit in einer kurzschlußsicheren Ausführung zeigt Bild 15.3.4. Gegenüber der Schaltung nach Bild 15.3.3 ist hier ein weiterer Verstärker-Transistor enthalten, um damit die Regelgenauigkeit zu erhöhen. Wird der maximal zugelassene Ausgangsstrom (100 mA) überschritten, so arbeitet der Ausgangstransistor im Sättigungsgebiet. Der im Kurzschlußfall maximal mögliche Ausgangsstrom wird dadurch auf ca. 300 mA begrenzt. Die Schaltung ist für einen Dauerkurzschluß ausgelegt. Mit Hilfe des Potentiometers kann ein Feinabgleich der Ausgangsspannung erfolgen. Um die Bedingungen des Dauerkurzschlusses einzuhalten, ist eine Montage des Ausgangstransistors auf einer Kühlfläche nötig (siehe Anmerkung).

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	9 V
Bereich der Ausgangsspannung	8,5 – 9,5 V

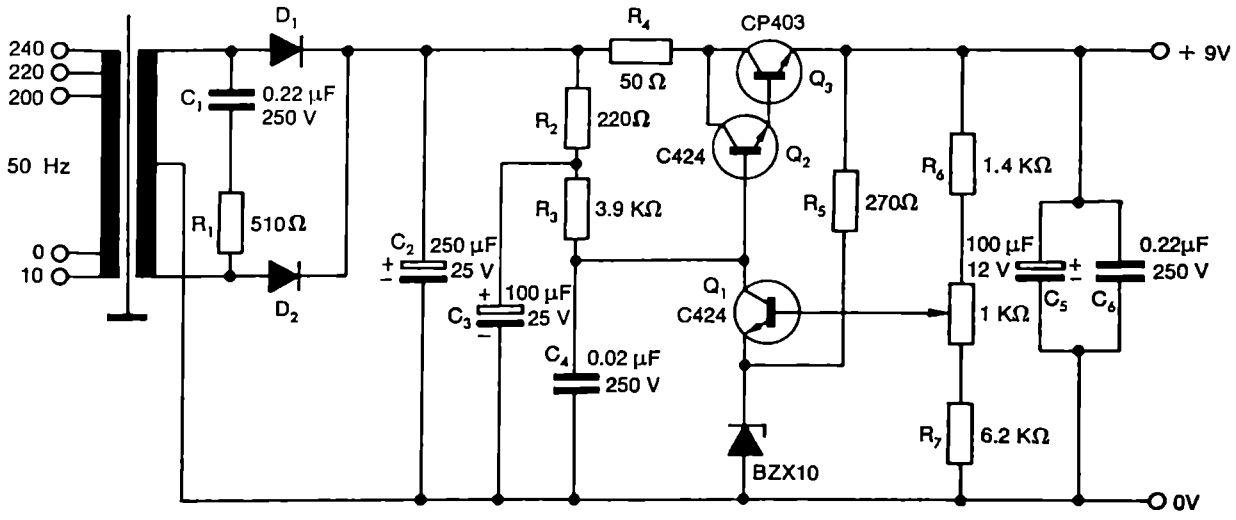


Bild 15.3.4. Netzgerät 9 V/100 mA

Ausgangswiderstand	100 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	50 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	5 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 5 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
maximal stabilisierter Ausgangsstrom	100 mA
Kurzschlußstrom ca.	300 mA
Temperaturbereich	Null bis +5 °C

Anmerkungen

1. Als Widerstände können für R_1 bis R_3 und R_5 bis R_7 z. B. Erie Typ 15 mit einer Toleranz von ± 5% (0,5 W) oder gleichwertige Typen eingesetzt werden, für R_4 z. B. Erie Silertex, 5% Toleranz (6 W), oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.
   Hunts Typ L 68 G 208 0,22 µF 250 V (C_1, C_6)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 35 AT 250 µF 25 V (C_2)
   Hunts Typ L 370/1 PW 120 A 100 µF 25 V (C_3)
   Hunts Typ W 95 BD 14 0,02 µF 250 V (C_4)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_5)
3. Als Potentiometer kann z. B. Painton Bourn Typ 200 eingesetzt werden.
4. Für den Transistor CP 403 kann man z. B. Redpoint 5 F–2 als Kühlfläche verwenden.
5. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 16 – 0 – 16 V_{eff} bei 120 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 23 Ω (sekundärer Innenwiderstand)
6. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/0,3 A.

15.3.5 Kurzschlußsicheres Gleichspannungs-Netzgerät für 9 V/250 mA

Bei dem in Bild 15.3.5 angegebenen Netzgerät handelt es sich um eine Erweiterung der in Abschnitt 15.3.4 erläuterten Schaltung. Die wesentlichsten Änderungen bestehen hierbei in der Auswahl eines anderen Ausgangstransistors, da die Schaltung für einen stabilisierten Strom bis 250 mA ausgelegt ist und der begrenzte Kurzschlußstrom bei ca. 700 mA liegt. Auch diese Schaltung ist für einen Dauerkurzschlußbetrieb geeignet, wobei der Ausgangstransistor eine zusätzliche Kühlfläche benötigt (siehe Anmerkung 6.).

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	9 V
Bereich der Ausgangsspannung	8,5 – 9,5 V
Ausgangswiderstand	50 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei + 10% Netzspannungsschwankung	50 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	5 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 5 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	250 mA
Kurzschlußstrom ca.	700 mA
Temperaturbereich	Null bis +55 C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind beispielsweise Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen mit ± 5% Toleranz (0,5 W) für R_1 bis R_3, R_5 bis R_7; für R_4 z. B. Painton Typ 301 A mit ± 5% Toleranz (6_1
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ L 68 G 266 0,47 µF 250 V (C_1
   Hunts Typ L 37/1 MEF 37 AT 500 µF 2[illegible]
   Hunts Typ L 370/1 PW 120 A 100 µF 2[illegible]
   Hunts Typ L 68 G 109 0,05 µF 250 V (C_4
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_5)
3. Als Potentiometer kann ein Painton Burn Typ 200 eingesetzt werden.
4. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 16 – 0 – 16 V_{eff} bei 270 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 10 Ω (sekundärer Innenwiderstand)
5. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/0,5 A.
6. Geeignete Kühlfläche für Transistor CP 400 z. B. Redpoint 35 A.

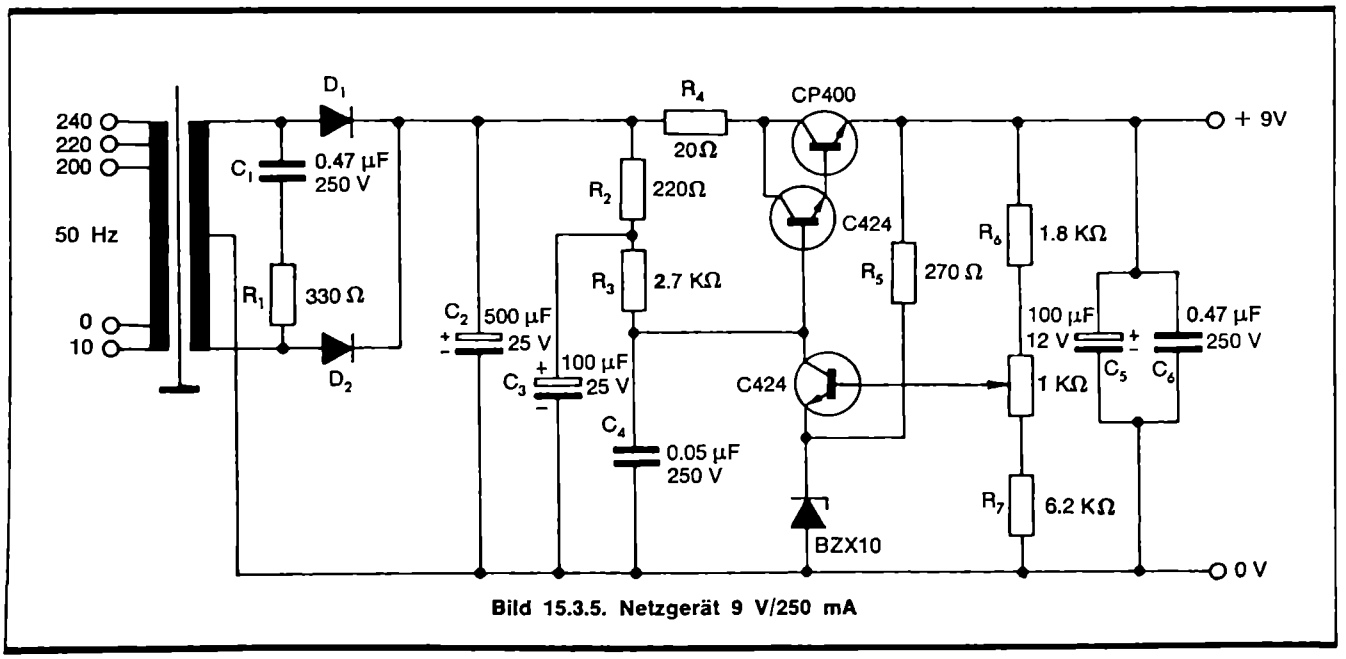


Bild 15.3.5. Netzgerät 9 V/250 mA

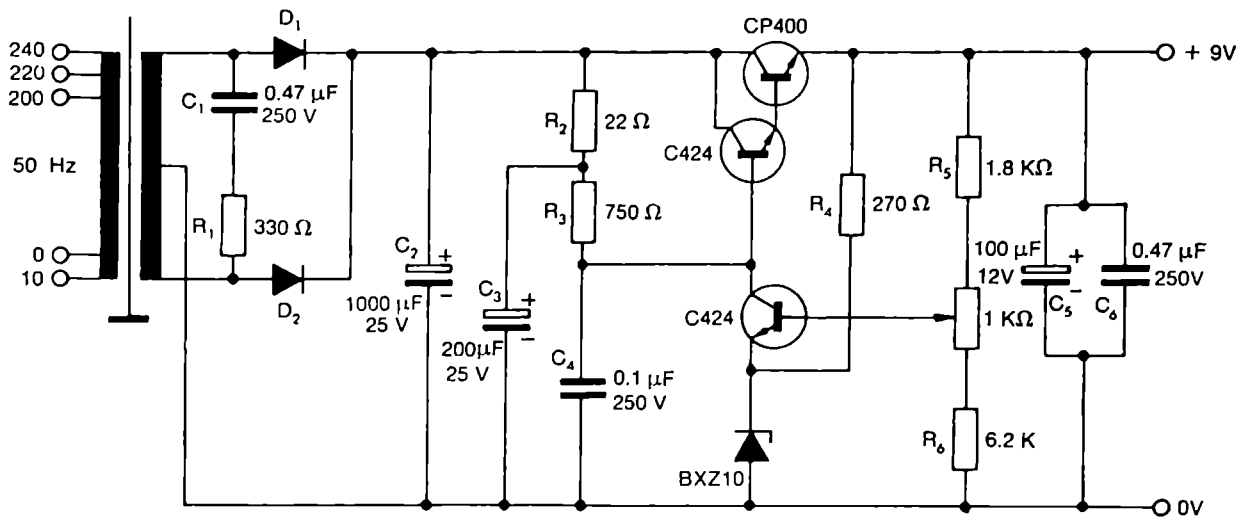


Bild 15.3.6. Netzgerät 9 V/500 mA

...spannungs-Netzgerät für 9 V/500 mA

... Quelle bei einer Belastbarkeit von 500 mA ..., so kann die Schaltung nach Bild 15.3.6 ... werden. Auch diese Schaltung entspricht der nach Abschnitt 15.3.4, besitzt im Gegensatz dazu aber keine Kurzschlußstrom-Begrenzung (da R_4 nicht vorhanden ist). Dafür ist aber keine zusätzliche Kühlfläche für den Ausgangstransistor notwendig.

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	9 V
Bereich der Ausgangsspannung	8,5 – 0,5 V
Ausgangs-Widerstand	50 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	50 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	5 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 5 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	500 mA
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen mit ± 5% Toleranz (0,5 W).
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ L 68 G 266 0,47 µF 250 V (C_1, C_6)
   Hunts Typ L 38/1 JE 57 KV 1000 µF 25 V (C_2)
   Hunts Typ L 370/1 PW 121 200 µF 25 V (C_3)
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 µF 250 V (C_4)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_5)
3. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200.
4. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 11 – 0 – 11 V_{eff}
   bei 510 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 3 Ω
   (sekundärer Innenwiderstand)
5. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/0,5 A.

15.3.7 Kurzschlußsicheres Gleichspannungs-Netzgerät für 9 V/500 mA

Soll bei einem 9-V-Netzgerät bis zu 500 mA Laststrom ein Kurzschluß zulässig sein, so kann eine Schaltung nach Bild 15.3.7 eingesetzt werden. Die Regelschaltung unterscheidet sich nicht von den vorhergehenden Ausführungen. Es ist lediglich ein zusätzlicher Transistor vorhanden, dessen Basis-Emitter-Strecke von dem Spannungsabfall über R_5, den der Laststrom bei Überschreiten des Nennstromes erzeugt, angesteuert wird. Ist der Nennstrom erreicht, wird die Kollektor-Emitter-Strecke des zusätzlichen Transistors niederohmig und begrenzt damit den maximalen Kurzschlußstrom auf ca. 600 mA. In dieser Anordnung ist ein dauernder Kurzschluß zulässig, wobei für den Ausgangstransistor eine Kühlfläche erforderlich ist.

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	9 V
Bereich der Ausgangsspannung	8,5 V – 9,5 V
Ausgangswiderstand	50 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	50 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	5 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 5 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	500 mA
Kurzschlußstrom ca.	600 mA
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

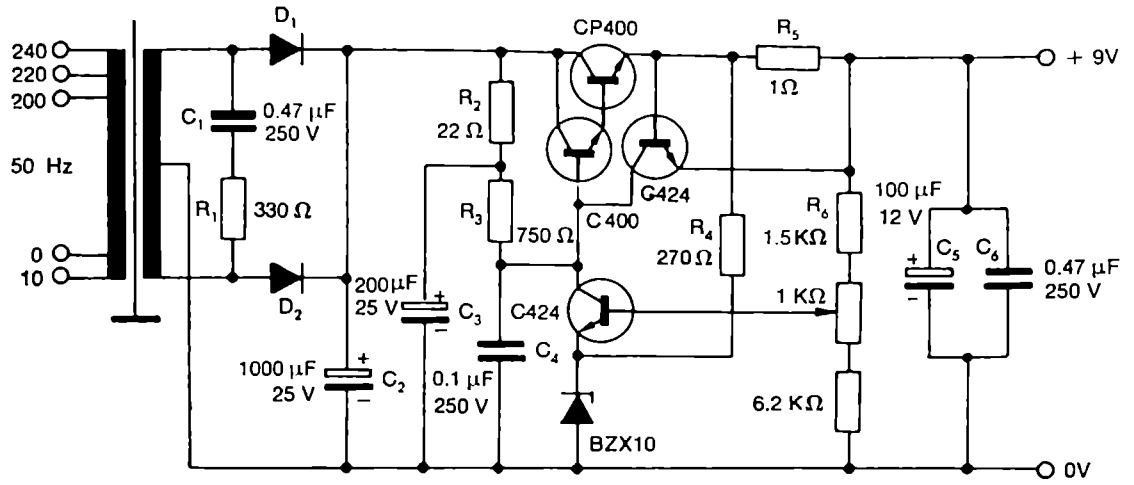


Bild 15.3.7. Netzgerät 9 V/500 mA

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B.:
   Für R_1 bis R_4, R_6 und R_7 Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen mit 5% Toleranz (0,5 W), für R_5 Erie Silertex oder gleichwertige Typen mit ± 10% Toleranz (1 W).
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ L 68 G 266 0,47 µF 250 V (C_1, C_6)
   Hunts Typ L 38/1 JE 57 KV 1000 µF 25 V (C_2)
   Hunts Typ L 370/1 PW 121 200 µF 25 V (C_3)
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 µF 250 V (C_4)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_5)
3. Als Potentiometer kann z. B. Painton Bourn Typ 200 eingesetzt werden.
4. Eine geeignete Kühlfläche für den Transistor CP 400 ist z. B. Redpoint 3SA.
5. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 11,5 – 0 – 11,5 V_{eff} bei 600 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 3 Ω (sekundärer Innenwiderstand)
6. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/0,5 A.

15.3.8 Gleichspannungs-Netzgerät für 9 V/1 A

Für höhere Leistungsanforderungen eines 9-V-Netzgerätes kann eine einfache Schaltung nach Bild 15.3.8 verwendet werden. Der zulässige Ausgangsstrom beträgt hier 1 Ampere. Mit dem Potentiometer kann die Ausgangsspannung genau eingestellt werden. Für den Ausgangstransistor ist ein Kühlkörper notwendig (siehe Anmerkung 4).

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	9 V
Bereich der Ausgangsspannung	8,5 – 9,5 B
Ausgangswiderstand	50 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	50
Ausgangswelligkeit und Rauschen	5 mV$_{ss}$
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	± 5 mV/ °C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	1 A
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 mit ± 5% Toleranz (0,5 W) oder gleichwertige Typen für R_1 bis R_6.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ W 45 BD 603 1 µF 200 V (C_1, C_6)
   Hunts Typ L 32/1 KB 112 KV 2500 µF 50 V (C_2)
   Hunts Typ L 370/1 PW 121 200 µF 25 V (C_3)
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 µF 250 V (C_4)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_5)
3. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200.
4. Als Kühlfläche kann Redpoint 3 SA verwendet werden.
5. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 11 – 0 – 11 V_{eff} bei 1 A Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 1,5 Ω (sekundärer Innenwiderstand)
6. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/1 A.

15.3.9 Kurzschlußsicheres Gleichspannungs-Netzgerät für 9 V/1 A

Bild 15.3.9 zeigt eine Schaltung, die für 9 V/1 A geeignet ist, wobei ein Dauerkurzschluß erlaubt ist. Die Kurzschlußstrom-Begrenzung erfolgt hier ähnlich wie in Bild 15.3.7. Der maximale Kurzschlußstrom wird auf

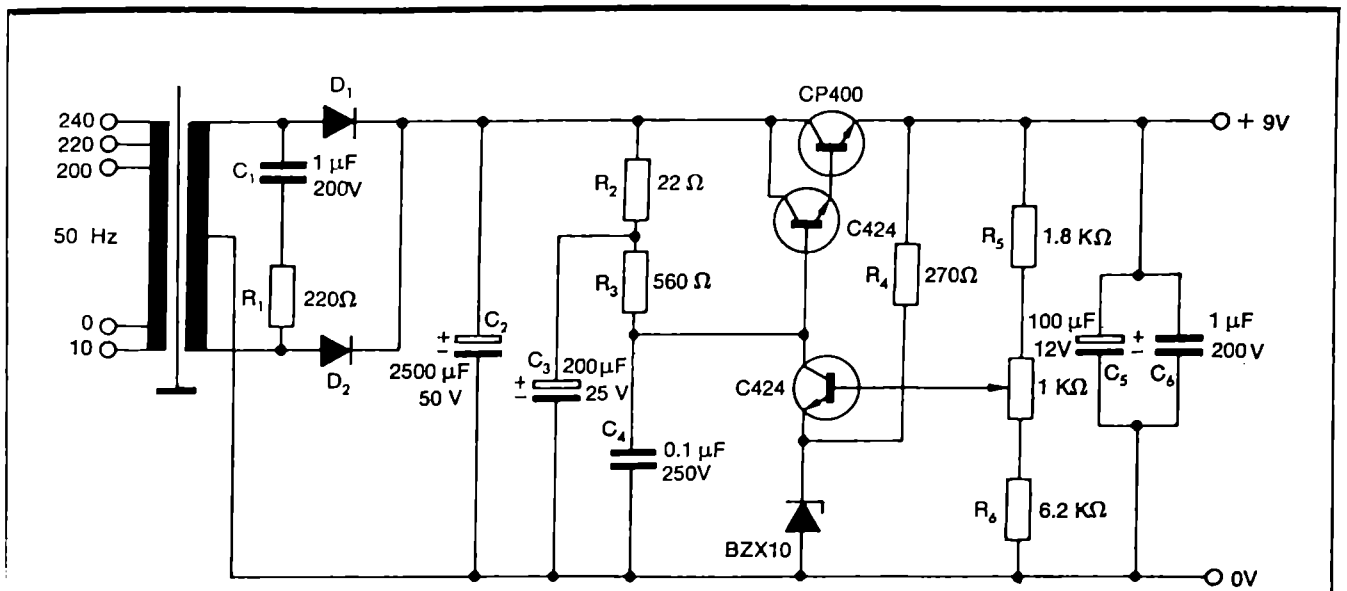


Bild 15.3.8. Netzgerät 9 V/1 A

... 1,2 A begrenzt. Auch hierbei ist für den Ausgangs-...sistor ein Kühlkörper erforderlich (Anmerkung 4).

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	9 V
Bereich der Ausgangsspannung	8,5 – 9,5 V
Ausgangswiderstand	50 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	50 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	5 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 5 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	1 A
Kurzschlußstrom ca.	1,2 A
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ± 5% (0,5 W), für R_1 bis R_4, R_6 und R_7.

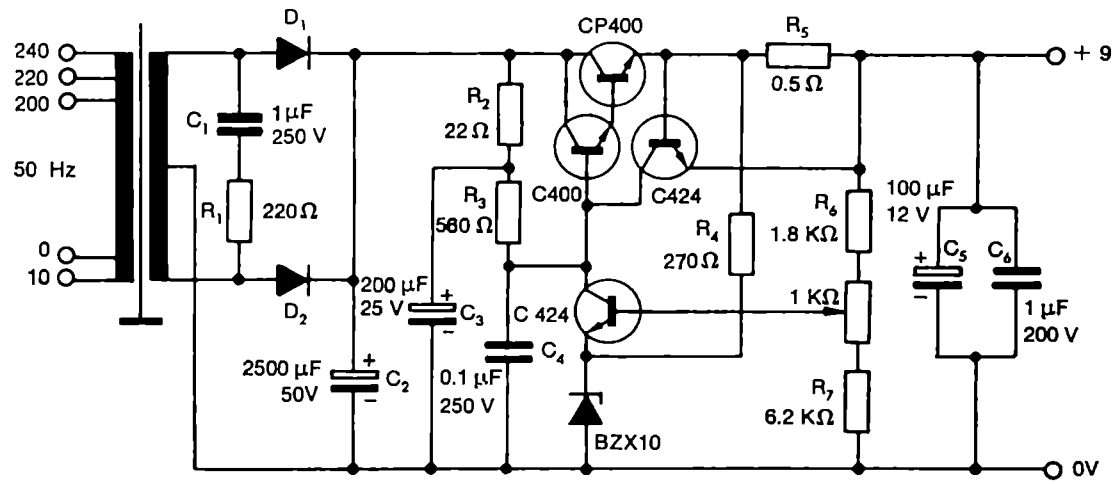


Bild 15.3.9. Netzgerät 9 V/1 A

Welwyn Typ AW 3101, Toleranz ± 10% (3 W), für R_5.

2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ W 45 Bd 603 1 µF 200 V (C_1, C_6)
   Hunts Typ L 32/1 KB 112 KV 2500 µF 50 V (C_2)
   Hunts Typ L 370/1 PW 121 200 µF 25 V (C_3)
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 µF 250 V (C_4)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_5)
3. Als Potentiometer kann z. B. Painton Bourn Typ 200 eingesetzt werden.
4. Eine geeignete Kühlfläche für den Transistor CP 400 ist z. B. Redpoint 4P2.
5. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 11,5 – 0 – 11,5 V_{eff} bei 1,2 A Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 1,5 Ω (sekundärer Innenwiderstand)
6. D_1 und D_2 sind Gleichrichter 50 V/1 A .

15.4 Gleichspannungs-Netzgeräte für ± 9 V

Für einige Anwendungen ist eine symmetrische Spannungsversorgung von z. B. ± 9 V nötig. An einigen Beispielen wurde in früheren Kapiteln dieses Buches darauf eingegangen. Eine Zusammenstellung von verschiedenen Netzgeräten für ± 9 V mit unterschiedlichen Anforderungen gibt Tabelle 15.4.1. Bei den kurzschlußsicheren Netzgeräten, die in der Tabelle enthalten sind, werden beide Ausgänge abgeschaltet, wenn an einem dieser Ausgänge ein Kurzschluß auftritt.

15.4.1 Doppel-Netzgerät (± 9 V/20 mA)

Das einfache Doppel-Netzgerät (Bild 15.4.1) ist mit Zenerdioden als Stabilisatoren aufgebaut.

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	± 9 V
Toleranz der Ausgangsspannung	± 10%
Maximaler Ausgangsstrom	20 mA
Welligkeit der Ausgangsspannung (bei Vollast)	50 mV_{ss}
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen mit einer Toleranz von 5% (0,5 W) für R_1, R_2.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 µF 250 V (C
   Hunts Typ L 37/1 MEF 43 AT 100 µF 50 C

Ausgangs-spannung (V)	Toleranz	Maximaler Ausgangsstrom (mA)	Bemerkungen	Schaltbi
± 9	± 10%	20		15.4.1
± 9	± 10%	50		15.4.2
± 9	± 10%	250		15.4.3
± 9	± 1%	100	große Stabilität kurzschlußsicher	15.4.4
± 9	± 1%	250	große Stabilität kurzschlußsicher	15.4.5
± 9	± 1.5%	500	große Stabilität	15.4.6
± 9	± 1.5%	500	große Stabilität kurzschlußsicher	15.4.7
± 9	± 2%	1000	große Stabilität	15.4.8
± 9	± 2%	1000	große Stabilität kurzschlußsicher	15.4.9

Tabelle 15.4.1

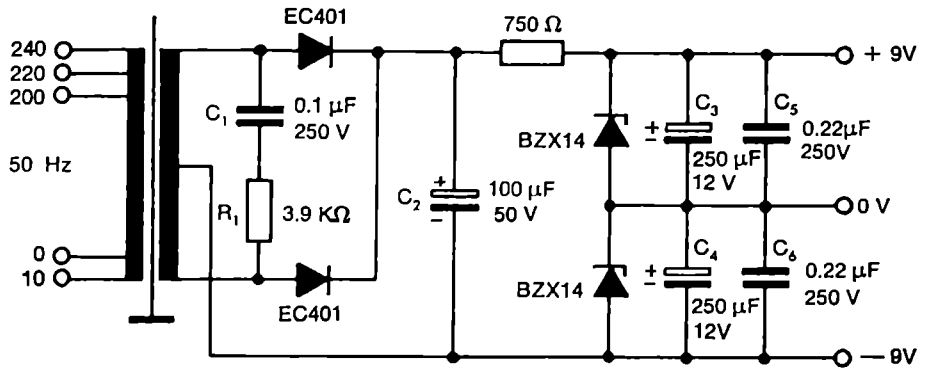


Bild 15.4.1. Doppel-Netzgerät ± 9 V/20 mA

Hunts Typ L 370/1 PW 113 A 250 µF 12 V (C_3, C_4)
Hunts Typ L 68 G 208 0,22 µF 250 V (C_5, C_6)
Transformatordaten:
Ausgangsspannung 33 – 0 –33 V_{eff}
bei 25 mA Gleichstrom
Wicklungswiderstand < 150 Ω
(sekundärer Innenwiderstand)

Doppel-Netzgerät (± 9 V/50 mA)

Das einfache Doppel-Netzgerät (Bild 15.4.2) ist mit Zenerdioden als Stabilisatoren und einem Längstransistor als Regelglied aufgebaut. Eine zusätzliche Stufe ist nicht erforderlich.

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	± 9 V
Toleranz der Ausgangsspannung	± 10%
Maximaler Ausgangsstrom	50 mA
Welligkeit der Ausgangsspannung (bei Vollast)	20 mV_{ss}
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 mit einer Toleranz von 5% (0,5 W) oder gleichwertige Typen für R_1 bis R_5.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 µF 250 V (C_1)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 35 AT 250 µF 25 V (C_2, C_3)
   Hunts Typ L 370/1 PW 113 A 250 µF 12 V (C_4, C_5)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_6, C_7)
   Hunts Typ L 68 G 208 0,22 µF 250 V (C_8, C_9)
3. Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 11 – 0 – 11 V_{eff}
   bei 80 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 28 Ω
   (sekundärer Innenwiderstand)

15.4.3 Doppel-Netzgerät (9 V/250 mA)

Das in Bild 15.4.3 dargestellte Doppel-Netzgerät ist mit Zenerdioden und zwei als Darlington-Verstärker arbeitenden Transistoren aufgebaut.

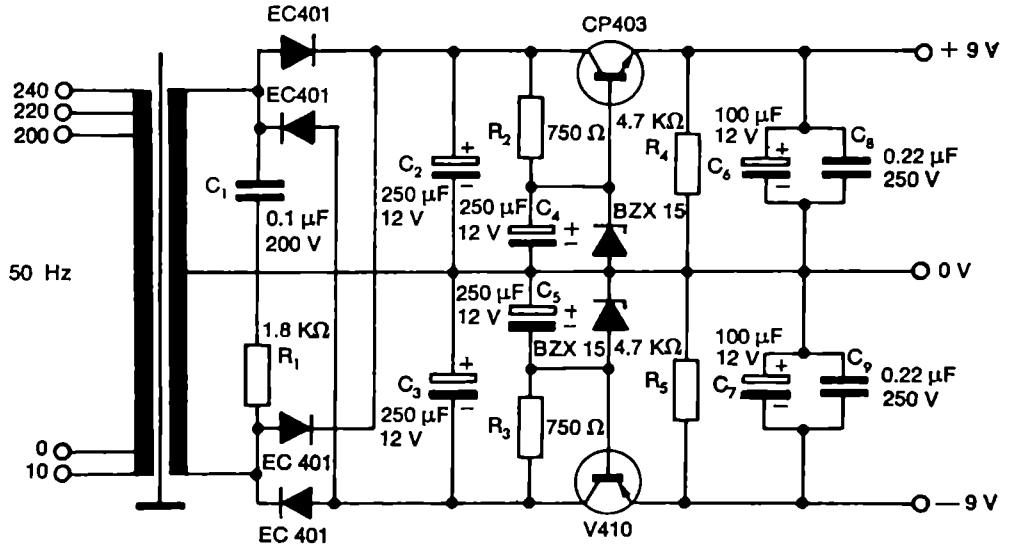


Bild 15.4.2. Doppel-Netzgerät ± 9 V/50 mA

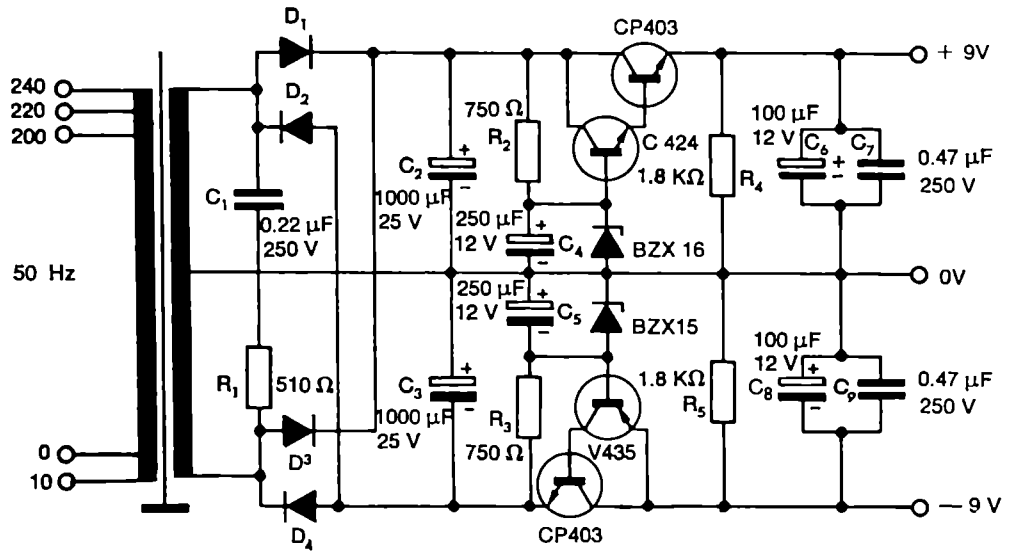


Bild 15.4.3. Doppel-Netzgerät ± 9 V/250 mA

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	± 9 V
Toleranz der Ausgangsspannung	± 10%
Maximaler Ausgangsstrom	250 mA
Welligkeit der Ausgangsspannung (bei Vollast)	20 mV_{ss}
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen mit einer Toleranz von 5% (0,5 W) für $R_1 - R_5$.
2. Geeignete Kondensatoren sind:
   Hunts Typ L 68 G 208 0,22 µF 250 V (C_1)
   Hunts Typ L 37/1 MEF 109 T 1000 µF 25 V (C_2, C_3)
   Hunts Typ L 370/1 PW 113 A 250 µF 12 V (C_4, C_5)
   Hunts Typ L 370/1 PW 12 A 100 µF 250 V (C_6, C_8)
   Hunts Typ L 68 G 266 0,47 µF 250 V (C_7, C_9)
3. Eine erprobte Kühlfläche für die beiden Transistoren CP 403 ist z. B. Redpoint 5F–2.
4. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 11 – 0 – 11 V_{eff} bei 390 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 6Ω
5. $D_1 - D_4$ sind Gleichrichter 50 V/0,3 A.

15.4.4 Kurzschlußsicheres Doppel-Netzgerät für ± 9 V/100 mA

Bild 15.4.4 zeigt die Schaltung für ein Doppel-Netzgerät mit einer stabilisierten Spannung von 9 V und einem stabilisierten Strom bis zu 100 mA an jedem Ausgang. Die gesamte Schaltung besteht aus zwei symmetrisch aufgebauten Regelschaltungen, wie sie in den zuvor behandelten Kapiteln beschrieben wurden. Als Referenzspannung wird aber nur eine Zenerdiode für beide Seiten benutzt. Wird der maximal angegebene Strom von 100 mA überschritten, kommen die beiden Ausgangstransistoren in den Begrenzungsbereich, so daß ein maximaler Kurzschlußstrom pro Ausgang von ca. 300 mA fließen kann. Die Schaltung ist für einen Dauerkurzschluß entworfen worden, deshalb die Schutzwiderstände R_6, R_7 in den Ausgangsstromleitungen. Auf Grund der gemeinsamen Verkopplung der Referenzspannung wird bei Kurzschluß auf einer Spannungsseite der andere Ausgang auf ca. 1 V heruntergeregelt. Mit den beiden Potentiometern kann jede Ausgangsspannung auf einen bestimmten Wert eingestellt werden. Für die Ausgangstransistoren ist eine zusätzliche Kühlfläche erforderlich (siehe Anmerkung 4).

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	± 9 V
Bereich der Ausgangsspannung	+8,5 – +9,5 und −8,5 – −9,5 V
Ausgangswiderstand	100 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	50 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	5 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 5 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	100 mA
Kurzschlußstrom ca.	300 mA
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B.:
   Erie Typ 16, ± 5% Toleranz (0,5 W), für R_1 bis R_5, R_8 bis R_{10}
   Erie Silertex, ± 5% Toleranz (6 W), für R_6 und R_7.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ L 68 G 208 0,22 µF 250 V (C_1, C_{10}, C_{11})

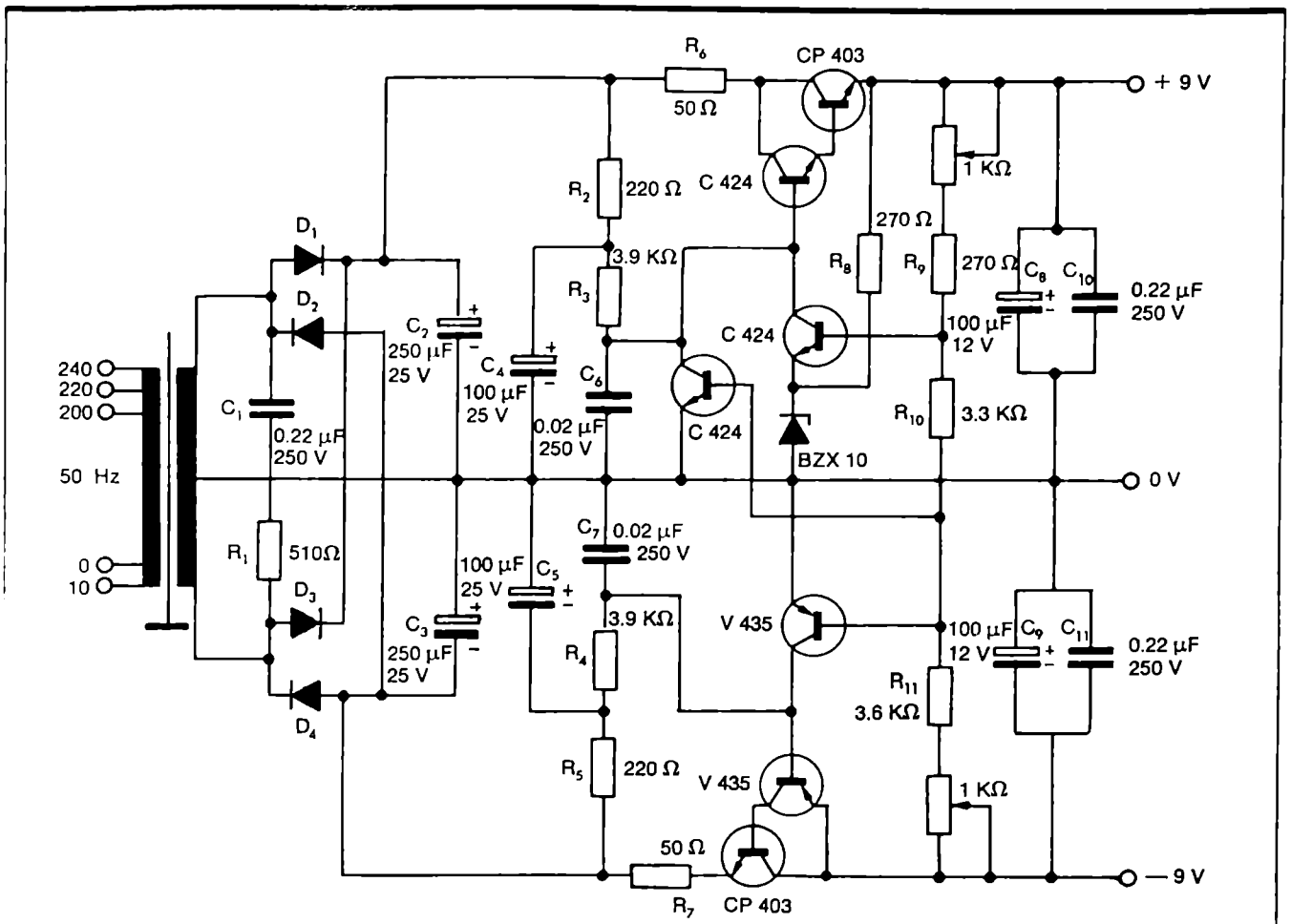


Bild 15.4.4. Doppel-Netzgerät ± 9 V/100 mA

Hunts Typ L 37/1 MEF 35 AT 250 µF 25 V (C_2, C_3)
Hunts Typ L 370/1 PW 120 A 100 µF 25 V (C_4, C_5)
Hunts Typ W 95 BD 14 0,02 µF 250 V (C_6, C_7)
Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_8, C_9)

3. Als Potentiometer kann ein Painton Bourn Typ 200 eingesetzt werden.
4. Für den Transistor CP 403 kann die Kühlfläche Redpoint 5 F–2 benutzt werden.
5. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 16 – 0 – 16 V_{eff}
   bei 180 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 23 Ω
   (sekundärer Innenwiderstand)
6. D_1 bis D_5 sind Gleichrichter 50 V/0,3 A.

15.4.5 Kurzschlußsicheres Doppel-Netzgerät für ± 9 V/250 mA

Ähnlich wie in Bild 15.4.4 zeigt die Schaltung nach Bild 15.4.5 ein kurzschlußsicheres Doppel-Netzgerät für ± 9 V, aber 250 mA. Neben einer geringen Dimensionierungsänderung wurden hier in erster Linie Treiber- und Ausgangstransistoren gegen andere Typen ausgetauscht. Der maximale Kurzschlußstrom je Ausgang ist auf ca. 700 mA begrenzt, wobei die Spannung an dem nicht kurzgeschlossenen Ausgang dann auf ca. 1 V absinkt. Auch in dieser Schaltung kann mit Hilfe der beiden Potentiometer jede Ausgangsspannung genau eingestellt werden. Für die Ausgangstransistoren sind keine zusätzlichen Kühlflächen nötig.

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	± 9 V
Bereich der Ausgangsspannung	+8,5 – +9,5 und −8,5 – −9,5 V
Ausgangswiderstand	150 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	50 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	5 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 5 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom (je Ausgang)	250 mA
Kurzschlußstrom (an jedem Ausgang) ca.	700 mA
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B.
   Erie Typ 16 oder andere gleichwertige Typen mit ± 5% Toleranz (0,5 W) für R_1 bis R_5, R_8 bis R_{10}
   Painton Typ 301 A oder gleichwertige Typen mit ± 5% Toleranz (12 W) für R_6, R_7

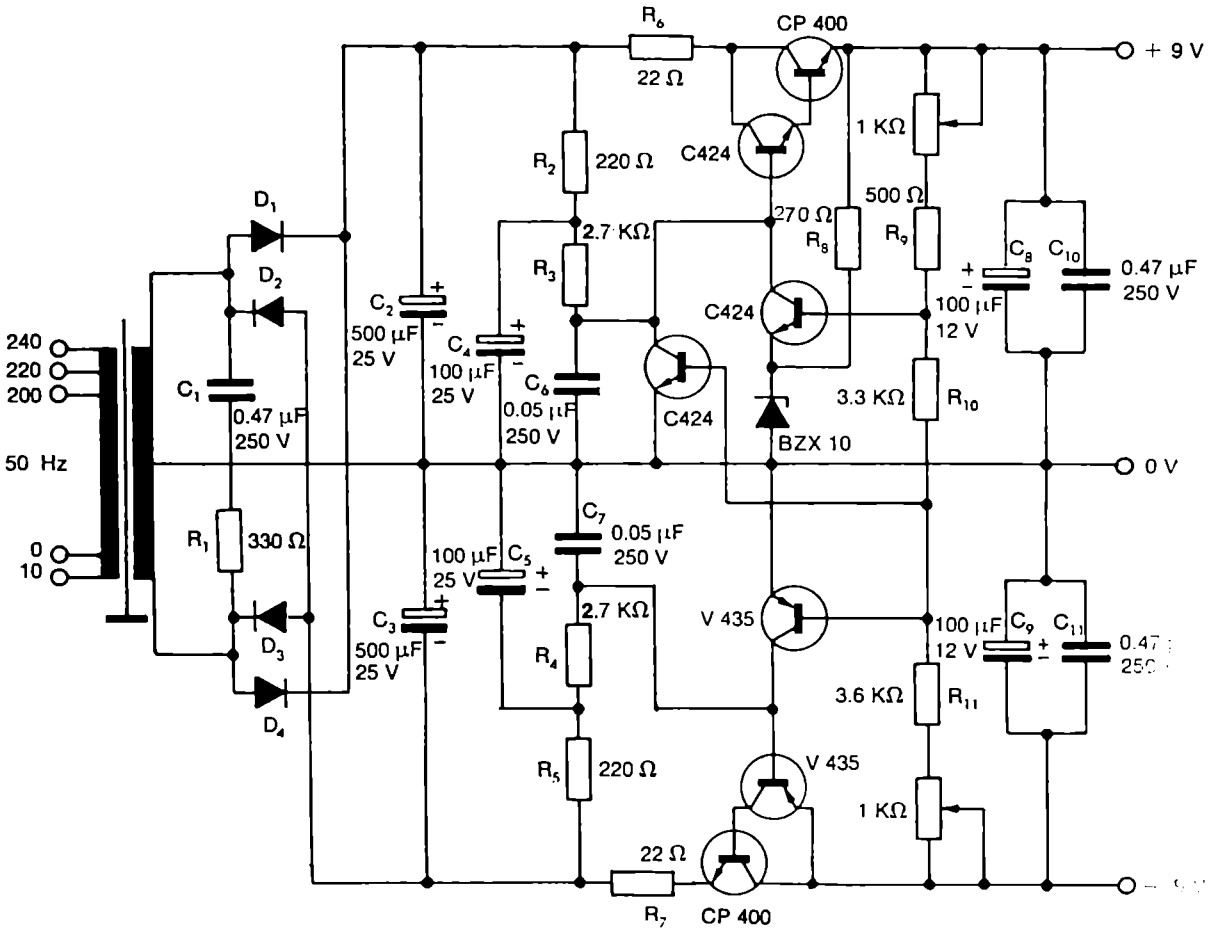


Bild 15.4.5. Doppel-Netzgerät ± 9 V 250 mA

2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ L 68 G 266 0,47 µF 250 V (C_1, C_{10}, C_{11})
   Hunts Typ L 37/1 MEF 37 T 500 µF 25 V (C_2, C_3)
   Hunts Typ L 370/1 PW 120 A 100 µF 25 V (C_4, C_5)
   Hunts Typ L 68 G 109 0,05 µF 250 V (C_6, C_7)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_8, C_9)
3. Als Potentiometer kann Painton Bourn Typ 200 verwendet werden.
4. Die Transformatordaten
   Ausgangsspannung 16 – 0 – 16 V_{eff}
   bei 400 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand
   (sekundärer Innenwiderstand)
5. D_1 bis D_4 sind Gleichrichter 50 V/0,5 A.

15.4.6 Doppel-Netzgerät für ± 9 V/500 mA

In Fig 15.4.6 ist ein Doppel-Netzgerät für ± 9 V mit einem Laststrom bis maximal 500 mA dargestellt. Der Aufbau dieses Netzgerätes ist in allen Werten symmetrisch, so daß die beiden Ausgangsspannungen voneinander unabhängig sind. Die beiden Potentiometer erlauben eine genaue Einstellung der beiden Ausgangsspannungen. Eine zusätzliche Kühlfläche ist in dieser Schaltung nicht erforderlich.

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	± 9 V
Bereich der Ausgangsspannung	+8,5 – +9,5 und −8,5 – −9,5 V
Ausgangswiderstand	50 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	50 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	5 mV
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 5 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	500 mA
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 oder ähnliche Typen mit einer Toleranz von ± 5% (0,5 W) für R_1 bis R_{11}.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ L 68 G 266 0,47 µF 250 V (C_1, C_{10}, C_{11})
   Hunts Typ L 38/1 JE 57 KV 1000 µF 25 V (C_2, C_3)
   Hunts Typ L 370/1 PW 121 200 µF 25 V (C_4, C_5)
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 µF 250 V (C_6, C_7)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_8, C_9)
3. Als Potentiometer kann Painton Bourn Typ 200 eingesetzt werden.
4. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 11 – 0 – 11 V_{eff}
   bei 760 mA Gleichstrom

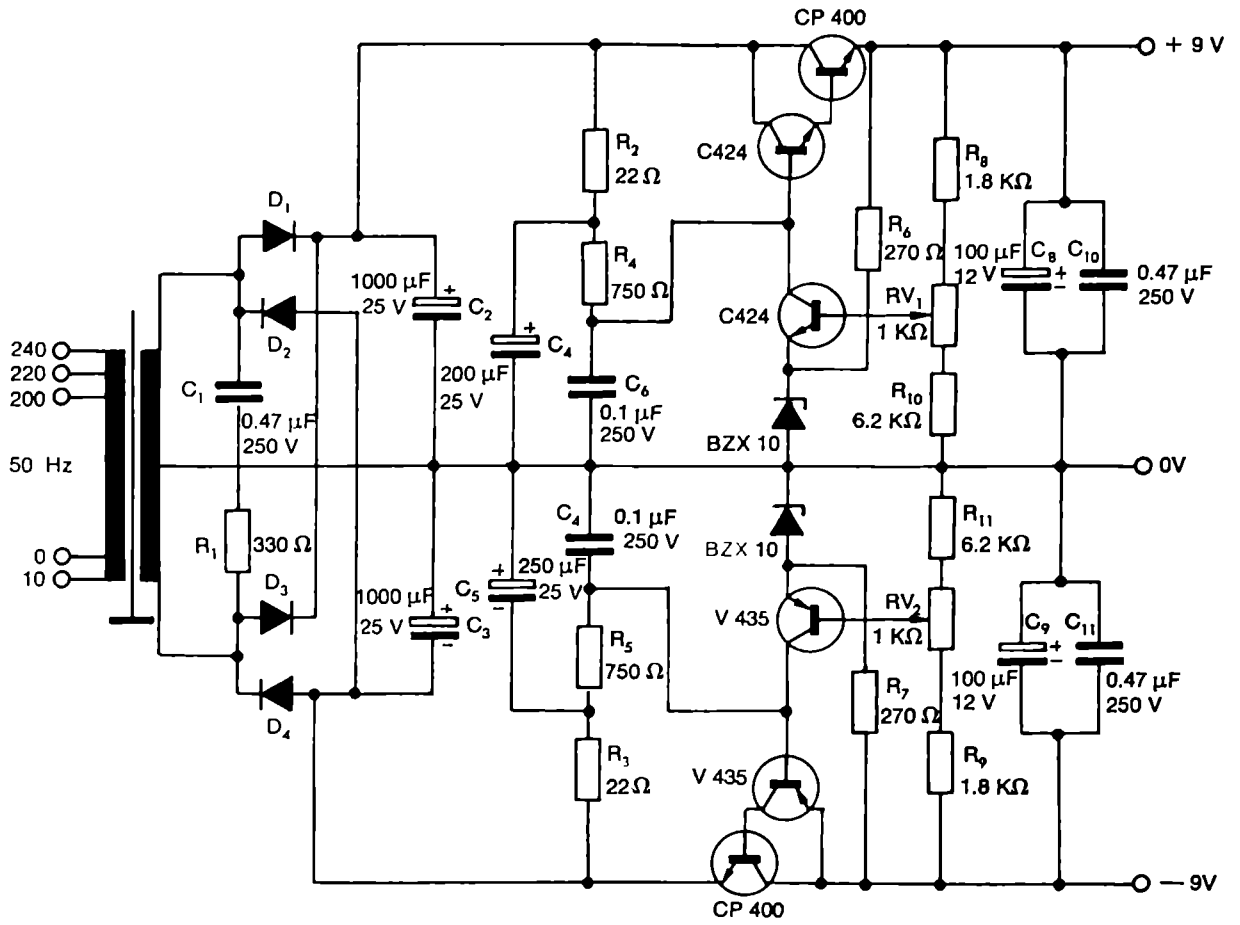


Bild 15.4.6. Doppel-Netzgerät ± 9 V/500 mA

Wicklungswiderstand < 3 Ω
(sekundärer Innenwiderstand)

5. D_1 bis D_4 sind Gleichrichter 50 V/0,5 A.

15.4.7 Kurzschlußsicheres Doppel-Netzgerät für ± 9 V/500 mA

Die Schaltung nach Bild 15.4.7 stellt eine Kombination aus Bild 15.3.9 und Bild 15.4.5 dar. Dabei erfolgt die Kurzschlußstrombegrenzung über R_7 beziehungsweise R_8 und die dazugehörigen beiden Transistoren. Der maximale Kurzschlußstrom in dieser Schaltung beträgt ca. 600 mA je Ausgang. Diese Schaltung ist ebenfalls für einen Dauerkurzschluß ausgelegt. Wird nun ein Ausgang mit einem Kurzschluß belastet, dann liegt am anderen Ausgang ca. 1 V. Für beide Ausgangstransistoren sind Kühlkörper nötig (Anmerkung 4).

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	± 9 V
Bereich der Ausgangsspannung	+8,5 – +9,5 und −8,5 – −9,5 V
Ausgangswiderstand	50 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	50 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	5 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 5 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom (je Ausgang)	500 mA
Kurzschlußstrom (an jedem Ausgang) ca.	600 mA
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B.:
   Erie Typ 16, Toleranz ± 5% (0,5 W), für R_1 bis R_6 und R_9 bis R_{11} oder gleichwertige Typen
   Erie Silertex, Toleranz 10% (1 W) für R_7, R_8 oder gleichwertige Typen
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.
   Hunts Typ L 68 G 266 0,47 µF 250 V (C_1, C_{10}, C_{11})
   Hunts Typ L 38/1 JE 57 KV 1000 µF 25 V (C_2, C_3)
   Hunts Typ 370/1 PW 121 200 µF 25 V (C_4, C_5)
   Hunts Typ 68 G 110 0,1 µF 250 V (C_6, C_7)
   Hunts Typ 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_8, C_9)
3. Als Potentiometer kann z. B. Painton Bourn Typ 200 verwandt werden.
4. Eine geeignete Kühlfläche für den Transistor CP 400 ist z. B. Redpoint 3 SA.

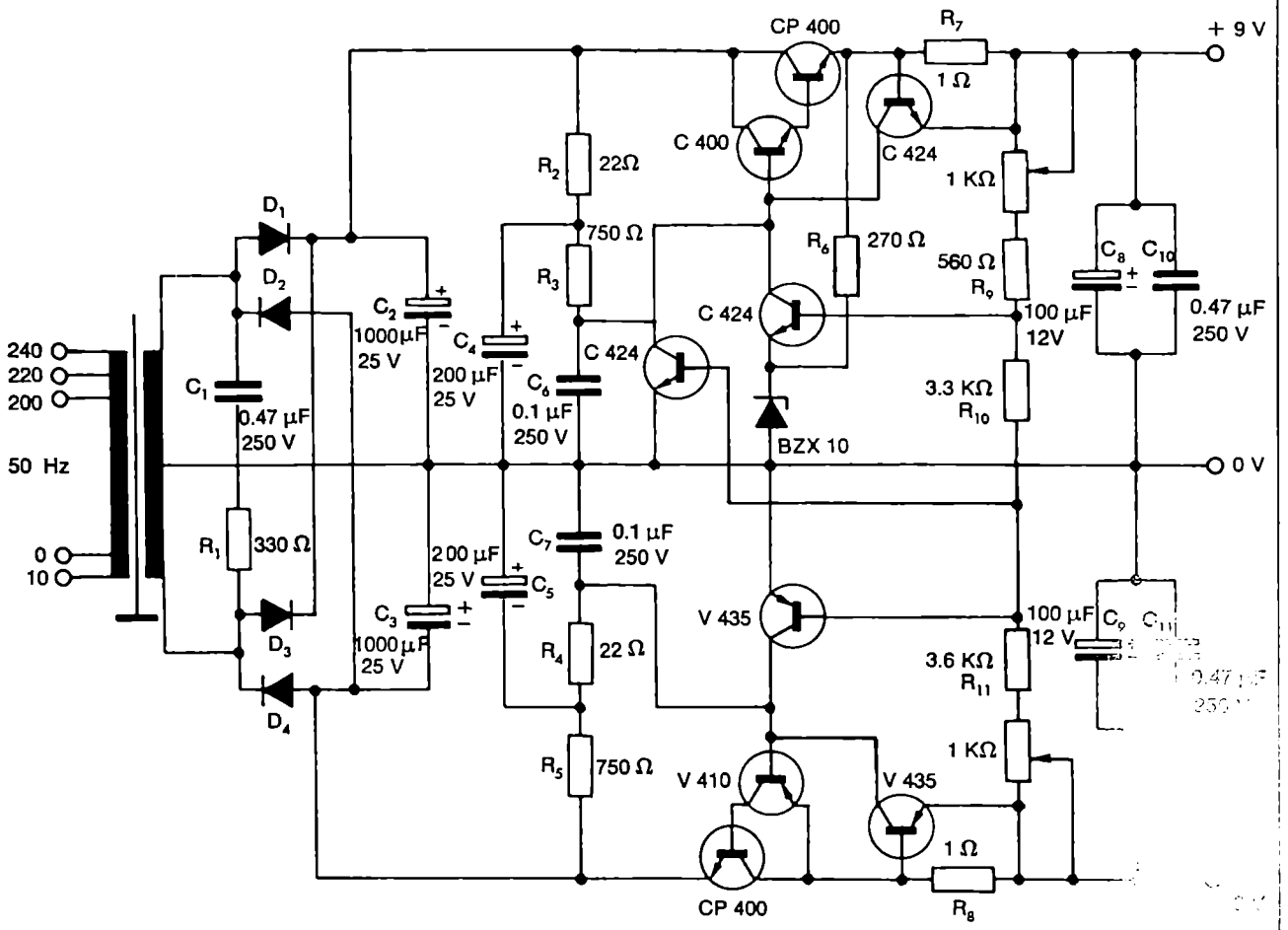


Bild 15.4.7. Doppel-Netzgerät ± 9 V/500 mA, kurzschlußsicher

5. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 11,5 – 0 – 11,5 V_{eff}
   bei 900 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 3 Ω
   (sekundärer Innenwiderstand)
6. D_1 bis D_4 sind Gleichrichter 50 V/0,5 A.

15.4.8 Doppel-Netzgerät für ± 9 V/1 A

Wird ein 9-V-Netzgerät mit einem geregelten Strom bis zu 1 A benötigt, so ist eine Schaltung nach Bild 15.4.8 geeignet. Die beiden symmetrisch aufgebauten Regelschaltungen entsprechen Bild 15.3.8.

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	± 9 V
Bereich der Ausgangsspannung	+8,5 – +9,5 und –8,5 – –9,5 V
Ausgangswiderstand	50 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	50 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	5 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 5 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom	1 A
Temperaturbereich	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16 oder gleichwertige Typen mit ± 5% Toleranz (0,5 W).
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ W 45 BD 603 1 µF 200 V (C_1, C_{10}, C_{11})
   Hunts Typ L 32/1 KB 112 KV 2500 µF 50 V (C_2, C_3)
   Hunts Typ L 370/1 PW 121 200 µF 25 V (C_4, C_5)
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 µF 250 V (C_6 C_7)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_8, C_9)
3. Als Potentiometer kann z. B. Painton Bourn Typ 200 eingesetzt werden.
4. Eine geeignete Kühlfläche für die beiden Transistoren CP 400 ist z. B. Redpoint 3 SA.
5. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 11 – 0 – 11 V_{eff}
   bei 1,5 mA Gleichstrom
   Wicklungswiderstand 1,5 Ω
6. D_1 – D_4 sind Gleichrichter 50 V/1 A.

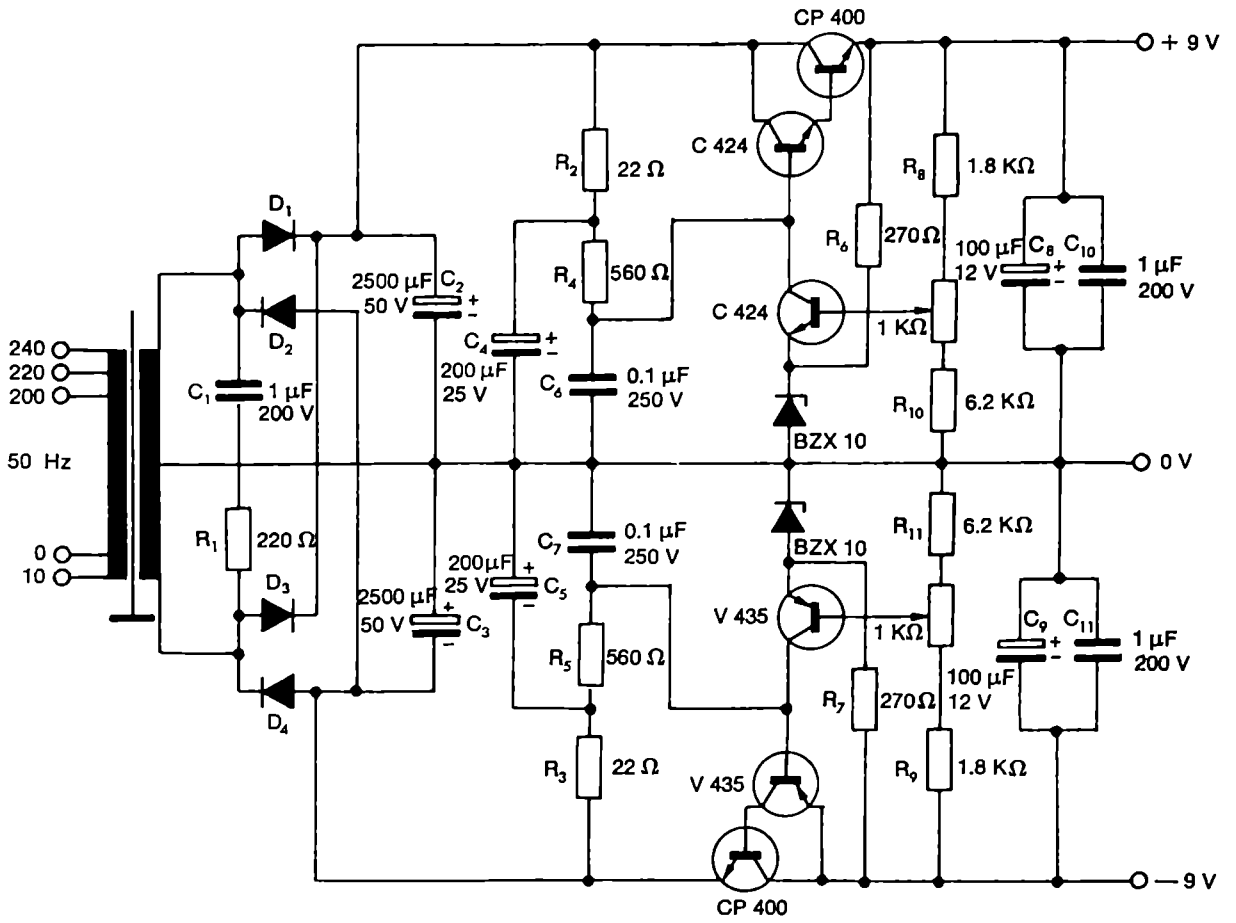


Bild 15.4.8. Doppel-Netzgerät ± 9 V/1 A

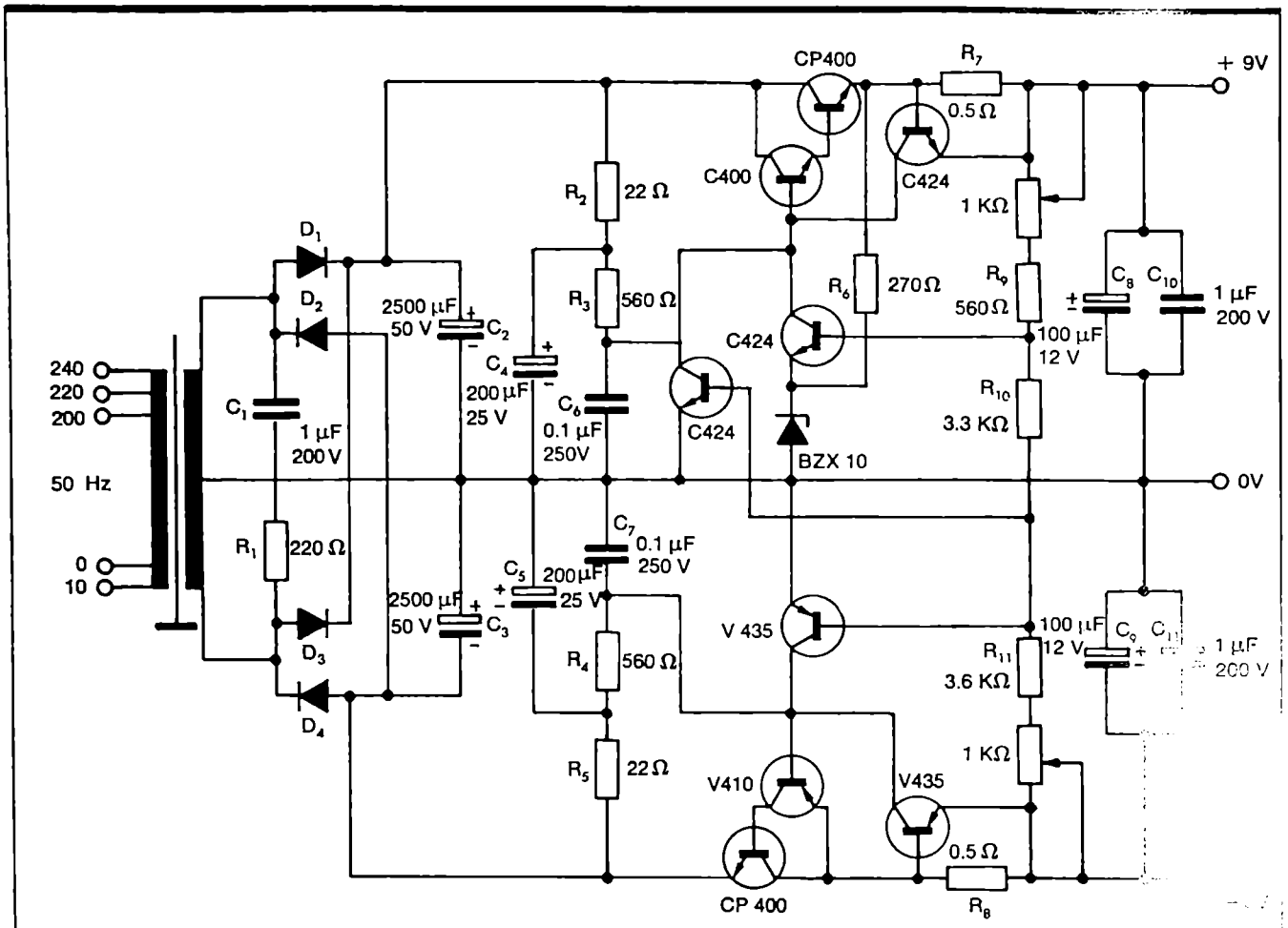


Bild 15.4.9. Doppel-Netzgerät ± 9 V/1 A, kurzschlußsicher

15.4.9 Kurzschlußsicheres Doppel-Netzgerät für 9 V/1 A

Die Schaltung nach Bild 15.4.9 ist ähnlich der nach Bild 15.4.7, nur daß hier einige Dimensionierungsänderungen vorgenommen worden sind. Der maximale Kurzschlußstrom beträgt je Ausgang ca. 1,2 A und ist für einen Dauerkurzschlußstrom geeignet. Auch hierbei sind für die beiden Ausgangstransistoren zusätzliche Kühlflächen notwendig (siehe Anmerkung 4).

Die Daten sind:

Ausgangsspannung	± 9 V
Bereich der Ausgangsspannung	+8,5 – +9,5 und −8,5 – −9,5 V
Ausgangswiderstand	50 mΩ
Ausgangsimpedanz (bis 100 kHz)	0,5 Ω
Stabilisierungsverhältnis bei ± 10% Netzspannungsschwankung	50 : 1
Ausgangswelligkeit und Rauschen	5 mV_{ss}
Temperaturkoeffizient der Ausgangsspannung	+ 5 mV/°C
Anstiegzeit	50 µs
Maximal stabilisierter Ausgangsstrom (je Ausgang)	1 A
Kurzschlußstrom (für jeden Ausgang)	1,2 A
Temperaturbereich (für jeden Ausgang)	Null bis +55 °C

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B.:
   Erie Typ 16, Toleranz ± 5% (0,5 W), für R_1 bis R_6 und R_9 bis R_{11} oder gleichwertige Typen
   Welwyn Typ AW 3101, Toleranz ± 10% (3 W), für R_7, R_8 oder gleichwertige Typen.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ W 45 BD 403 1 µF 200 V (C_1, C_{10}, C_{11})
   Hunts Typ L 32/1 KB 112 KV 2500 µF 50 V (C_2, C_3)
   Hunts Typ L 370/1 PW 121 200 µF 25 V (C_4, C_5)
   Hunts Typ L 370/1 PW 0,1 µF 250 V (C_6, C_7)
   Hunts Typ L 370/1 PW 112 A 100 µF 12 V (C_8, C_9)
3. Ein geeignetes Potentiometer ist z. B. Painton Bourn Typ 200.
4. Als Kühlfläche für die beiden Transistoren CP 400 kann Redpoint 4P2 verwendet werden.
5. Die Transformatordaten:
   Ausgangsspannung 11,5 – 0 – 11,5 V_{eff} bei 1,8 V Gleichstrom
   Wicklungswiderstand < 1,5 Ω (sekundärer Innenwiderstand)
6. D_1 – D_4 sind Gleichrichter 50 V/1 A.

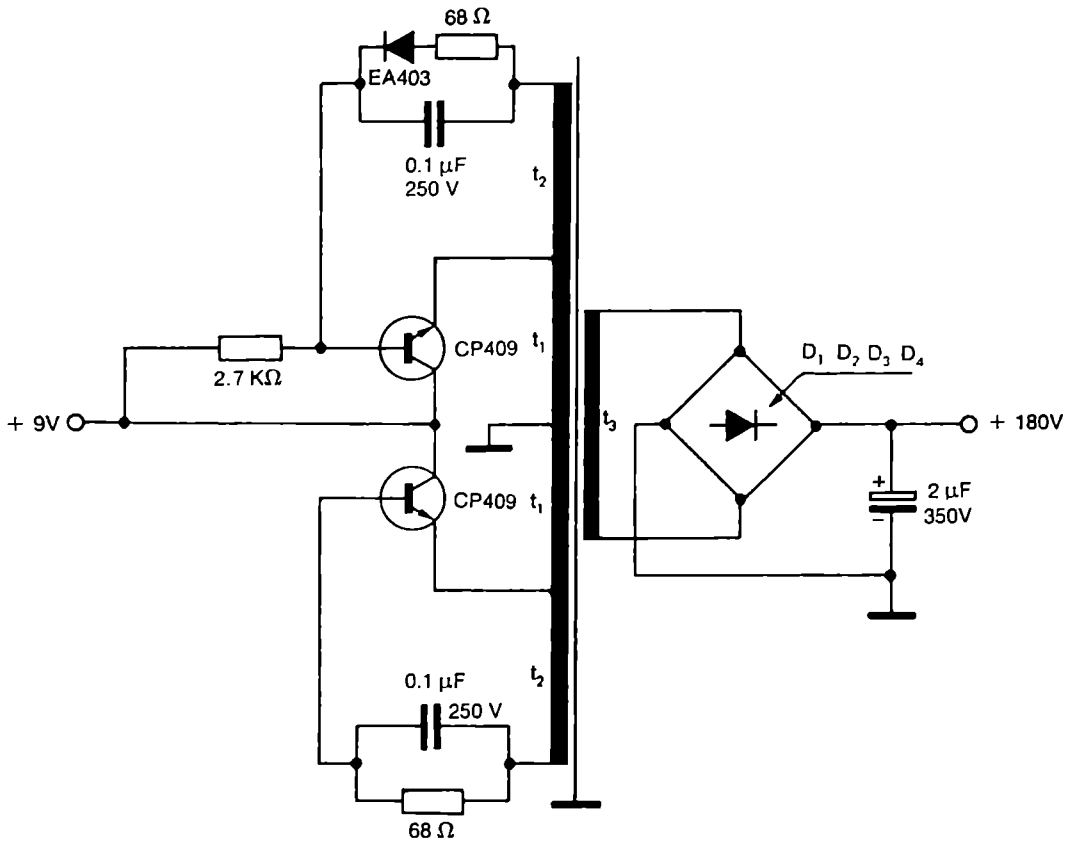


Bild 15.5.1. Gleichspannungswandler

15.5 Gleichspannungswandler 9 V/180 V

Soll ausgehend von einer 9-V-Gleichspannung eine Anzeigeröhre (Nixie) versorgt werden, kann eine einfache Schaltung nach Bild 15.5.1 aufgebaut werden. Das hier ausgeführte Beispiel liefert am Ausgang 180 V, wobei ca. 20 der gebräuchlichen Nixie-Röhren versorgt werden können. Die beiden Transistoren sind induktiv gekoppelt und bilden einen selbststartenden 15-kHz-Oszillator. Bei der Auslegung des Transformators muß auf eine genügend hohe Isolation der Ausgangswicklung geachtet werden. Am Ausgang der Wicklung steht eine Wechselspannung, die über $D_1 - D_4$ gleichgerichtet und durch den Ladekondensator (2 μF) geglättet wird.

Anmerkungen

1. Geeignete Widerstände sind z. B. Erie Typ 16, Toleranz ± 5% (0,5 W), oder gleichartige Typen.
2. Geeignete Kondensatoren sind z. B.:
   Hunts Typ L 68 G 110 0,1 μF 250 V
   Hunts Typ L 37/1 MEF 118 T 2 μF 350 V
   oder gleichwertige Typen.
3. Die Transformatordaten:
   Kern: z. B. Mullard Ferroxcube Type E 1 K 3.005.00 oder gleichartige Typen.
   Wicklungen:
   Primär (t_1) = 10 Windungen 22 SWG, lackiert
   Rückkopplung (t_2)
   = 3 Windungen 34 SWG, lackiert
   Sekundär (t_3)
   = 110 Windungen 34 SWG, lackiert
4. $D_1 - D_4$ sind Gleichrichter 200 V/0,1 A mit kleinen Schaltzeiten.

16. Daten der verwendeten Halbleiterbauelemente

Die folgende Tabelle enthält die wesentlichen Parameter der in diesem Buch verwendeten Halbleiterbauelemente. Sie ist vor allem auch für denjenigen gedacht, der äquivalente Typen anderer Hersteller verwenden möchte. Bei der Auswahl der Parameter und der Anordnung der Bauelemente, war der jeweilige Anwendungsbereich ausschlaggebend.

16.1 Silizium-Planar-Transistoren für Schaltanwendungen

$I_{C\,max}$ (mA)	U_{CES} (V)	Polarität	Typ	h_{FE} bei I_C (mA)	f_T (MHz)	I_{CB0} (nA)	$U_{CE\,sat}$ bei $I_{C\,max}$ (V)	t_{off} (μs)	P_{tot} bei T_U=25 °C (mW)	Gehäuse
250	60	npn	C 400	72 50	80	1	0,28	0,50	400	TO-18
100	40	npn	C 420	70 100	70	1	0,35	–	800	TO-5
100	30	npn	C 424	150 50	130	10	0,4	–	300	TO Epoxy
100	75	npn	C 425	100 50	70	1	1,0	–	800	TO
500	60	npn	C 426	70 150	80	1	0,45	0,40	800	TO
1000	60	npn	CP 409	150 500	100	10	0,6	0,50	800	TO
100	12	npn	P 346 A	60 25	550	30	0,35	0,015	300	TO
100	–12	pnp	V 405 A	45 25	550	30	–0,3	0,042	300	TO

16.2 Silizium-Planar-Transistoren für Verstärker

I_C Arbeitsbereich	U_{CEO} (V)	Polarität	Typ	h_{FE} bei I_C (mA)	f_T MHz	I_{CB0} (nA	P_{tot} bei T_U=25 °C (mW)	Gehäuse
1 mA–500 mA	30	npn	C 426	70 150	80	1	600	TO–5
0,5 mA– 20 mA	35	npn	C 444	100 1,0	350	1	300	TO–18
10 μA– 10 mA	40	npn	C 450	275 0,1	120	1	200	TO–18 Epoxy
100 mA– 3,0 A	40	npn	CP 400 = CP 702	60 2000	60	10[1])	15W[2])	TO–3
100 mA– 2,0 A	40	npn	CP 403 = CP 703	80 1000	60	10[1])	800	TO–5
1 mA–300 mA	–20	pnp	V 410	130 50	170	5	700	TO–5
1 mA–100 mA	–20	pnp	V 435	100 10	170	10	300	TO–5 Epoxy

16.3 Silizium-Planar-Transistor für Schaltungen mit Anzeigeröhren

U_{CEO} (V)	Polarität	Typ	h_{FE} bei I_C (mA)	$U_{CE\,sat}$ (V)	bei I_C (mA)	I_{CB0} (nA)	bei U_{CB} (V)	Gehäuse
120	npn	C 407	35 3	0,3	10	3	100	TO–5 Epoxy

16.4 Silizium-Planar-Dual-Transistor

I_C Arbeitsbereich	U_{CEO} (V)	Polarität	Typ	h_{FE} bei I_C (mA)	f_T (MHz	F (dB)	$\Delta\lvert U_{BE1}-U_{BE2}\rvert/\Delta T$ (μV/ °C)	Gehäuse
10 μA–1,0 mA	35	npn	2 C 415	100 0,1	30	2,0	–	TO–5

[1]) I_{CES} [2]) bei T_G = 75 °C

16.5 Silizium-Planar-Dioden

U_Z bei I_Z (U_Z-Toleranz ± 5%) (V) (mA)	Typ	r_Z bei I_Z (Ω) (mA)	I_R bei U_R (nA) (V)	r_Z bei I_Z (Ω) (μA)	$\Delta U_Z/\Delta T$ (mV/ °C)
6,2 20	BZX 10	7 20	< 100 1,0		0,8
6,8 20	BZX 11	< 5 20	< 100 1,0		2,5
7,5 20	BZX 12	< 6 20	< 100 1,0		3,1
8,2 20	BZX 13	< 8 20	< 100 1,0		3,9
9,1 20	BZX 14	< 10 20	< 100 1,0		4,8
10,0 20	BZX 15	< 17 20	< 100 1,0		5,9
11,0 11,5	BZX 16	< 9,5 11,5	< 100 8,4	700 250	7,2

$U_{(BR)}$ (V)	I_F-Bereich	$I_{F\,max}$ (mA)	Typ	U_F bei I_F (V) (mA)	C_O (pF)	I_R bei U_R (nA) (V)
35	0,1 mA– 10 mA	150	EA 403	0,84 10	2,0	30 –25
75	0,1 mA– 50 mA	225	EB 383	0,85 50	4,0	30 –50
125	1 mA–100 mA	450	EC 401	0,91 100	6,0	1 –50
75	1 mA– 50 mA	450	EC 402	0,91 50	6,0	1 –50

16.6 Silizium-Planar-Z-Dioden

Toleranz	Typ	Z_D bei I_Z (Ω) (mA)	$I_{R\,(max)}$ bei U_R (μA) (V)	P_{tot} bei T_U = 25 °C (mW)	Gehäuse
15	Z-E6V9	7 20	0,1 1,0	250	DO–7

16.7 Silizium-Planar-Thyristoren

I_{FDS} bei T_C = 85 °C (A)	U_{BO} = U_R (V)	Typ	I_{FS} (10 ms) (A)	U_F bei I_F (V) (A)	I_{GF} (mA)	Gehäuse
2	50	SC 50	15	1,7 1,0	0,25	TO–5

17. Lieferfirmen für Halbleiterbauelemente

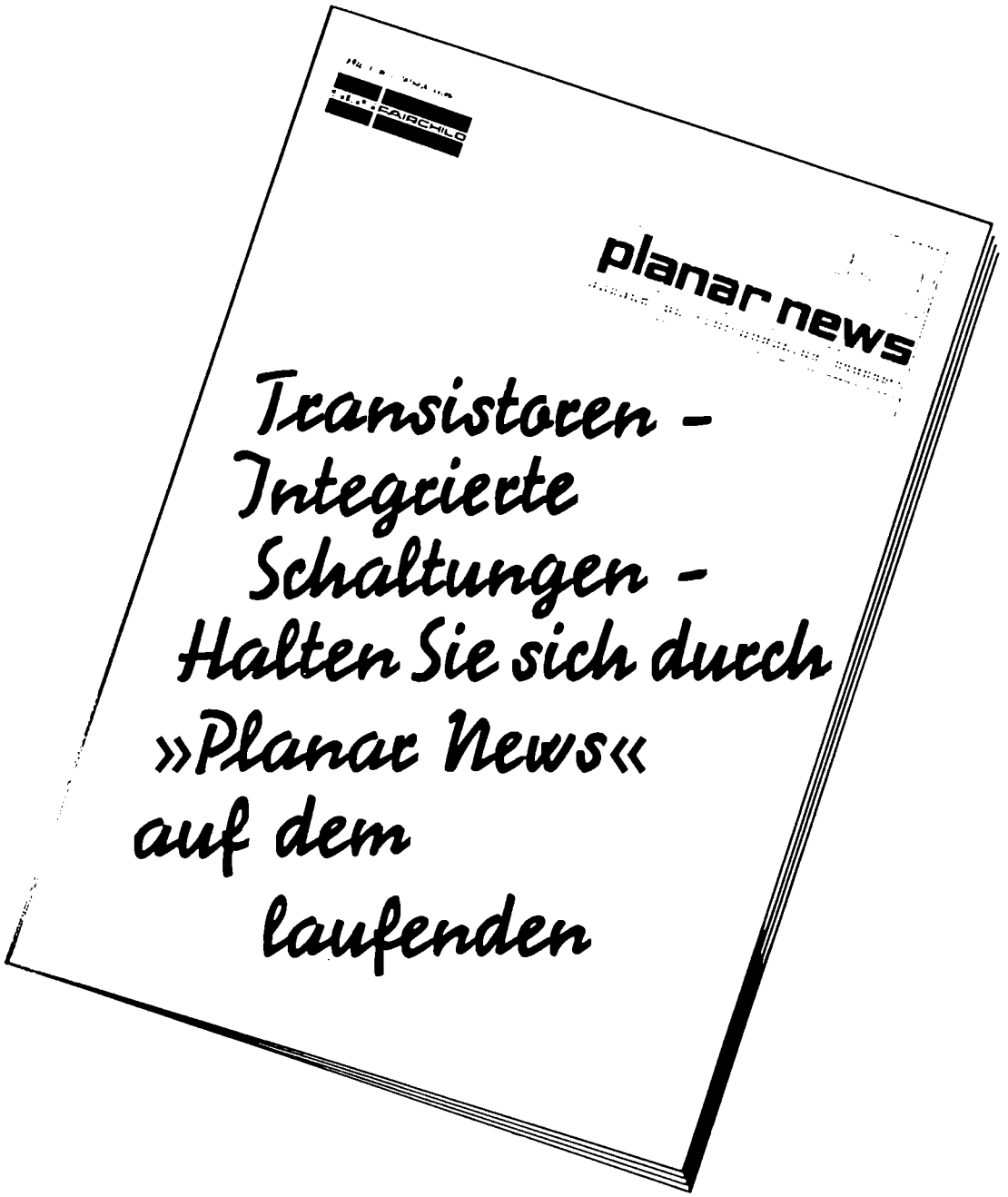
In der folgenden Übersicht sind die wichtigsten Lieferfirmen für radiotechnische Einzelteile sowie die Vertragshändler der SGS-Fairchild-GmbH zusammengefaßt.
Bestellungen bei den Herstellern – insbesondere der Firma SGS-Fairchild – sind zwecklos, weil diese nur Einzel- oder Großhandelsfirmen beliefern, nicht jedoch Privatleute. Bestellungen, die bei der Firma SGS-Fairchild eingehen, werden von dieser an die Vertragshändler weitergeleitet.

17.1 Versandhäuser und Stadtverkaufsstellen

Arlt-Radio-Elektronik, 1 Berlin-Charlottenburg, Kaiser-Friedrich-Str. 18 (Stadtverkauf)
Arlt-Radio-Elektronik, Walter Arlt, 1 Berlin-Neukölln, Karl-Marx-Str. 27
Arlt-Radio-Elektronik, 4 Düsseldorf, Friedrichstr. 61 a
Arlt-Radio-Elektronik, 6 Frankfurt/Main, Münchener Str. 4–6 (Stadtverkauf)
Arlt-Radio-Elektronik, 5 Köln, Hansaring 93 (Stadtverkauf)
Arlt-Radio-Elektronik, 7 Stuttgart-W, Rotebühlstr. 93
Atzert-Radio, 1 Berlin SW 61, Stresemannstr. 100
Gebr. Baderle, 2 Hamburg 1, Spitaler Str. 7
Balü Elektronik, 2 Hamburg 22, Winterhuder Weg 72
Ing. Hannes Bauer, 86 Bamberg 2, Horntaler Str. 8
Conrad, 8452 Hirschau/Bay., Postfach 13
Rudolf Dahms, Radio-Ing., 68 Mannheim, P 2,7
Radio-Draeger, 7 Stuttgart-S, Sophienstr. 21 b
Radio-Fern-Elektronik GmbH., 43 Essen, Kettwiger Str. 56
Radio-Holzinger, 8 München 2, Marienplatz 25
Mainfunk-Elektronik H. Wenzel, 6 Frankfurt/Main, Elbestr. 29
Nadler Radio-Elektronik GmbH., 4 Düsseldorf, Friedrich-Ebert-Str. 41 (Stadtverkauf)
Nadler Radio-Elektronik GmbH., 3 Hannover, Hamburger Allee 55 (Stadtverkauf)
Nadler Radio-Elektronik GmbH., 3 Hannover, Hamburger Allee 55
Radio-Pöschmann, 5 Köln, Friesenplatz 13
Radio-RIM, 8 München, Bayerstr. 25
Radio-Wolf, 82 Rosenheim, Münchener Str. 25
Technik-Versand, 28 Bremen, Außer der Schleifmühle 68
G. Völkner, 33 Braunschweig, Ernst-Amme-Str. 11
Wiepking & Co., 2 Hamburg 6, Schanzenstr. 115
Von Winssen, 46 Dortmund, Brückstr. 52

17.2 Vertragshändler der Firma SGS-Fairchild-GmbH.

Ingenieurbüro Walter Bachmann, 85 Nürnberg, Lindenaststr. 48
Tel.: (09 11) 55 49 10; Telex: 6 23129
Dr. Günter Dohrenberg, 1 Berlin 61, Gneisenaustr. 41
Tel.: (03 11) 66 33 63 - 64; Telex: 1 84554
Siegfried Ecker, 612 Michelstadt, Königsberger Str. 13, Postfach 8
Tel.: (0 60 61) 22 33; Telex: 4 191630
Ingenieurbüro Karl-Heinz Dreyer, 238 Schleswig, Flensburger Str. 3
Tel.: (0 46 21) 2 31 21; Telex: 2 2334
Retron GmbH., 34 Göttingen, Rodeweg 20
Tel.: (05 51) 6 40 07; Telex: 9 6733
Rheinische Telefongesellschaft Ernst Springorum KG, 46 Dortmund, Wilhelm-Brand-Str. 1
Ecke Westfalendamm, Postfach 426
Tel.: (02 31) 4 09 45; Telex: 8 22534
Sasco GmbH, 8 München 90, Chiemgaustr. 109
Tel.: (08 11) 40 40 33; Telex: 5 28004
Sasco GmbH, 7 Stuttgart-Nord, Katharinenstraße 18
Tel.: (07 11) 24 45 21; Telex: 7 23936



Die Zeitschrift für den Fortschritt der Halbleitertechnik, »Planar News« kommentiert neue Verfahren, Bauelemente und deren Anwendungen. Die Zeitschrift gilt heute als wesentliche Informationsquelle für alle Entwicklungs-, Konstruktions- und Anwendungs-Ingenieure der Elektronik. Wenn Sie Planar News nicht regelmäßig erhalten, schreiben Sie noch heute oder rufen Sie an und lassen Sie sich in den Verteiler aufnehmen!

SGS FAIRCHILD

SGS FAIRSCHILD GmbH
7 Stuttgart 1
Reinsburgstraße 122
Telefon (0711) 62 35 54
Telex 7 23 1 44 sgs pl d

STUTTGART · LONDON MAILAND · PARIS · STOCKHOLM

Telekosmos-Monographien

Mit dieser handlichen Reihe praktischer Nachschlagebändchen sollen leicht verständliche Informationen über den Stand der Technik, ihre Anwendung und die weiteren Ausblicke auf bestimmte Sachgebiete vermittelt werden. Für die eigene Arbeit gibt das jeweilige Literaturverzeichnis Anregungen und ermöglicht weiteres Eindringen in Spezialgebiete. Die in dieser Reihe erschienenen Fachwörterbücher dienen dem Verständnis beim Lesen der Fachliteratur, der Fachzeitschriften und Zeitungsmeldungen. Die Reihe ist unterteilt in die Gruppen „Allgemeine Elektronik" (einschließlich Unterhaltungselektronik), „Automation", „Datenverarbeitung" und „Energietechnik". Die Reihe wird fortgesetzt.

Apel, Elektronische Zählschaltungen
Franckh'sche Verlagshandlung, 2. Auflage 1966.
Best.-Nr. 3044 K

Bley/Goldmann, Elektronische Meßfühler I
Franckh'sche Verlagshandlung, 1963.
Best.-Nr. 3147 K

Bley/Goldmann, Elektronische Meßfühler II
Franckh'sche Verlagshandlung, 1963.
Best.-Nr. 3185 K

Bönisch, Numerische Steuerungen,
Franckh'sche Verlagshandlung, 1966.
Best.-Nr. 3366 K

Ehlbeck, Integrierte Schaltungstechnik
Franckh'sche Verlagshandlung, 1967
Best.-Nr. 3448 K

Gelder, Der Transistor als Schalter
Franckh'sche Verlagshandlung, 2. Auflage 1966.
Best.-Nr. 3172 K

Goering, Reaktanzverstärker
Franckh'sche Verlagshandlung, 1963.
Best.-Nr. 3220 K

Gründler, Gemeinschaftsantennen
Franckh'sche Verlagshandlung 1963.
Best.-Nr. 3201 K

Hahn, Digitale Steuerungstechnik
Franckh'sche Verlagshandlung, 2. Auflage 1964.
Best.-Nr. 3060 K

Hauff, Wörterbuch der Datenverarbeitung
Franckh'sche Verlagshandlung, 1966.
Best.-Nr. 3414 K

Hein, Der Transistor in der HF-Eingangsschaltung
Franckh'sche Verlagshandlung, 1967.
Best.-Nr. 3457 K

Hirt, Sprechfunktechnik
Franckh'sche Verlagshandlung, 1963.
Best.-Nr. 3210 K

Karpov, Transistoren in Speisegeräten
Franckh'sche Verlagshandlung, 1966.
Best.-Nr. 3405 K

Kauzmann, Magnetische Bildaufzeichnung
Franckh'sche Verlagshandlung, 1965.
Best.-Nr. 3360 K

Kleinspehn, Farbfernsehmeßtechnik
Franckh'sche Verlagshandlung, 1968.
Best.-Nr. 3586 K

Klinger, Laser
Franckh'sche Verlagshandlung, 2. Auflage 1965.
Best.-Nr. 3231 K

Lemke, Der Transistor im ZF-Verstärker
Franckh'sche Verlagshandlung, 1967.
Best.-Nr. 3479 K

Mayer, Moderne Fernsehempfänger-Schaltungstechnik
Franckh'sche Verlagshandlung, 1962.
Best.-Nr. 3098 K

Möhring, Der Fernsehtuner
Franckh'sche Verlagshandlung, 1965.
Best.-Nr. 3298 K

Neumann, Photoelektronik
Franckh'sche Verlagshandlung, 1963.
Best.-Nr. 3159 K

Lange, Elektronische Digitalrechner
Franckh'sche Verlagshandlung, 2. Auflage 1967.
Best.-Nr. 3273 K

Pils, Rundfunk-Stereophonie
Franckh'sche Verlagshandlung, 1964.
Best.-Nr. 3268 K

Pils, Wörterbuch der Automation
Franckh'sche Verlagshandlung, 1967.
Best.-Nr. 3464 K

Pils, Wörterbuch Bausteine der Elektronik
Franckh'sche Verlagshandlung, 1968.
Best.-Nr. 3541 K

Prestin, Wobbel-Meßtechnik
Franckh'sche Verlagshandlung, 1965.
Best.-Nr. 3338 K

Schanz, Bausteine der Digitaltechnik
Franckh'sche Verlagshandlung, 1966.
Best.-Nr. 3438 K

Schikarski, Die gedruckte Schaltung
Franckh'sche Verlagshandlung, 1966.
Best.-Nr. 3432 K

Schröder, Tonbandgeräte-Meßpraxis
Franckh'sche Verlagshandlung, 2 Auflage 1967.
Best.-Nr. 3082 K

Schwarz, Elektronische Analogrechner
Franckh'sche Verlagshandlung, 1962.
Best -Nr. 3099 K

Schweitzer, Meßpraxis der UKW-Technik
Franckh'sche Verlagshandlung, 1962.
Best.-Nr. 3110 K

Schweitzer, UHF-Messungen
Franckh'sche Verlagshandlung, 1962.
Best.-Nr. 3123 K

Starke, Breitbandverstärker
Franckh'sche Verlagshandlung, 1963
Best.-Nr. 3173 K

Starke, Elektronische Voltmeter
Franckh'sche Verlagshandlung, 1964
Best.-Nr. 3275 K

Stöckle, NF-Verstärker
Franckh'sche Verlagshandlung, 1965.
Best.-Nr. 3341 K

Stürzinger, HI-FI-Technik
Franckh'sche Verlagshandlung, 1961.
Best.-Nr. 3025 K

Swoboda, Thyristoren
Franckh'sche Verlagshandlung, 1966.
Best.-Nr. 3416 K

Taeger, Steuerungs- und Regelungstechnik I
Franckh'sche Verlagshandlung, 1963.
Best.-Nr. 3212 K

Taeger, Steuerungs- und Regelungstechnik II
Franckh'sche Verlagshandlung, 1964.
Best.-Nr. 3255 K

Wemper, Elektronische Speicher
Franckh'sche Verlagshandlung, 1967.
Best.-Nr. 3482 K

Weitere Informationen über unser Fachbuchprogramm erhalten Sie auf Wunsch von unserer Abteilung 18.

TELEKOSMOS
ELEKTRONIK

Telekosmos-Verlag · Franckh'sche Verlagshandlung · Stuttgart · Postfach 640